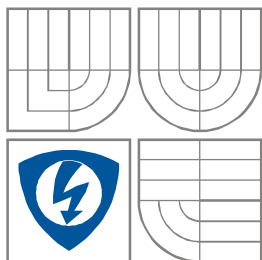


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNologiÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## VÝKONOVÝ ZESILOVAČ PRO PÁSMO KRÁTKÝCH VLN SHORTWAVE POWER AMPLIFIER

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

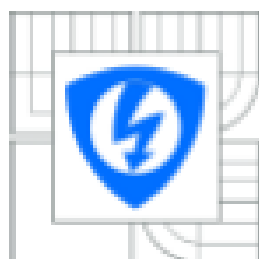
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Bc. Bořivoj Zamazal

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

prof. Ing. Aleš Prokeš, CSc.

BRNO, 2015



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Bořivoj Zamazal

ID: 134686

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

## NÁZEV TÉMATU:

**Výkonový zesilovač pro pásmo krátkých vln**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte typické koncepce VF výkonových krátkovlnných zesilovačů (používané pracovní třídy, aktivní prvky, výstupní filtry, apod.). Seznamte se s možnostmi realizace amplitudové modulace ve výkonovém zesilovači. Navrhněte kompletní zapojení VF zesilovače s výkonem kolem 20 W s amplitudovou kolektorovou modulací a s možností změny pracovní třídy. Pásmo pracovních kmitočtů je 3,6 MHz až 14 MHz. Předpokládejte buzení zesilovače standardním signálovým generátorem. Návrh ověřte ve vhodném simulačním programu.

Navrhněte plošný spoj a mechanické uspořádání zesilovače, zesilovač realizujte a oživte. Změřte jeho parametry a porovnejte je s teoretickým návrhem. Vytvořte návod pro laboratorní měření se zaměřením na demonstraci vlivu pracovní třídy na výstupní výkon a účinnost zesilovače.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] CRIPPS, C. S., *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, Norwood, MA: Artech House, 2002.

[2] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT, 2007.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 13.8.2015

Vedoucí práce: prof. Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

*Předseda oborové rady*

## **ABSTRAKT**

V této diplomové práci je popsán návrh výkonového zesilovače pro pásmo krátkých vln. V první části je nastíněna základní problematika a provedena úvaha nad možným řešením. V druhé části je popsána potřebná teorie pro realizaci zesilovače. V třetí části je na základě teoretických znalostí navrženo konkrétní zapojení zesilovače a ve čtvrté části je popsána samotná konstrukce zesilovače a jeho reálné parametry. V poslední části jsou pak shrnuty dosažené výsledky této diplomové práce.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Krátkovlnný zesilovač, zesilovač, amplitudová modulace.

## **ABSTRACT**

This master's thesis describes RF power amplifier design. In the first section of the work, the possible solutions and a reflection on the possible solution are presented. In the second section, the principle and thesis for power amplifier design is described. In the third section, the power amplifier design, based on the theoretical knowledge, is described and in fourth section the final construction solution and real parameters are described. The last part summarized the results of this thesis.

## **KEYWORDS**

RF poweramplifier, poweramplifier, amplitudemodulation.

ZAMAZAL, B. *Výkonový zesilovač pro pásmo krátkých vln*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2015. 74s. Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Aleš Prokeš, CSc.

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Zesilovač pro pásmo krátkých vln jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 13. srpna 2015

.....

(podpis autora)

# PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Ing. Aleši Prokešovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 13. srpna 2015

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>1</b>	<b>Základní problematika</b>	<b>2</b>
1.1	Vysokofrekvenční zesilovač .....	2
1.2	Diskuze zadání .....	2
<b>2</b>	<b>Teoretický rozbor</b>	<b>3</b>
2.1	Zesilovač .....	3
2.1.1	Základní vlastnosti .....	3
2.1.2	Pracovní třídy zesilovačů .....	3
2.1.2.1	Třída A .....	4
2.1.2.2	Třída B .....	4
2.1.2.3	Třída AB .....	4
2.1.2.4	Třída C .....	4
2.1.3	Aktivní prvky zesilovačů .....	5
2.1.3.1	Bipolární tranzistor .....	5
2.1.3.2	Unipolární tranzistor .....	5
2.1.3.3	Elektronka .....	5
2.1.4	Pomocné prvky .....	5
2.1.4.1	Vazební kondenzátor .....	6
2.1.4.2	Blokovací tlumivka .....	6
2.1.4.3	Blokovací kondenzátor .....	6
2.1.4.4	Impedanční transformátor .....	7
2.2	Filtry .....	7
2.2.1	Druhy filtrů .....	8
2.2.1.1	Filtr typu dolní propust .....	8
2.2.1.2	Filtr typu horní propust .....	8
2.2.1.3	Filtr typu pásmová propust .....	9
2.2.1.4	Filtr typu pásmová zádrž .....	9
2.2.1.5	Obecně k filtrům .....	9
2.2.2	Druhy aproximací filtrů .....	9
2.2.2.1	Butterworthova aproximace .....	9
2.2.2.2	Chebyshevova aproximace .....	10

2.2.2.3	Inverzní Chebyshevova aproximace.....	10
2.2.2.4	Besselova aproximace .....	11
2.2.2.5	Eliptická aproximace .....	11
2.3	Modulace .....	11
2.3.1	Druhy modulací .....	12
2.3.1.1	Amplitudová modulace – AM .....	12
2.3.1.2	Frekvenční modulace – FM.....	13
2.3.1.3	Fázová modulace – PM .....	14
2.3.2	Druhy AM modulátorů .....	15
2.3.2.1	Bázový modulátor.....	15
2.3.2.2	Kolektorový modulátor.....	16
<b>3</b>	<b>Návrh</b>	<b>17</b>
3.1	Obecná diskuze prvního návrhu .....	17
3.2	Předzesilovací stupeň.....	18
3.3	Výkonový stupeň .....	19
3.3.1	Výběr aktivního prvku .....	19
3.3.2	Zatížitelnost výkonového prvku .....	19
3.3.3	Napájecí obvody .....	20
3.3.4	Vazební kondenzátory .....	20
3.3.5	Výstupní transformátor .....	21
3.3.5.1	Transformační poměr .....	21
3.3.5.2	Návrh výstupního transformátoru.....	21
3.3.6	Vstupní transformátor .....	22
3.3.7	Ověření funkce návrhu.....	23
3.4	Výstupní filtry.....	24
3.5	Modulátor.....	30
3.5.1	Modulační zesilovač .....	30
3.5.2	Modulační transformátor .....	31
<b>4</b>	<b>Praktická realizace</b>	<b>32</b>
4.1	Napájecí obvody .....	33
4.2	Vstupní předzesilovač.....	35
4.3	Zesilovač.....	37
4.4	Modulátor.....	39

4.5	Výstupní filtry .....	40
4.6	Reálně dosažené parametry přípravku .....	42
4.6.1	Filtry .....	42
4.6.2	Předzesilovač .....	44
4.6.3	Zesilovač .....	44
4.6.4	Modulátor .....	53
<b>5</b>	<b>Závěr</b>	<b>54</b>
<b>6</b>	<b>Přílohy</b>	<b>58</b>
A.1	Osazovací plán předzesilovače .....	58
A.2	Deska plošného spoje předzesilovače – top (strana součástek) .....	58
A.3	Deska plošného spoje předzesilovače – bottom (strana spojů) .....	59
A.4	Osazovací plán zesilovače .....	59
A.5	Deska plošného spoje zesilovače – top (strana součástek) .....	60
A.6	Deska plošného spoje zesilovače – bottom (strana spojů) .....	60
A.7	Osazovací plán filtrů .....	61
A.8	Deska plošného spoje filtrů – top (strana součástek) .....	61
A.9	Deska plošného spoje filtrů – bottom (strana spojů) .....	62
A.10	Osazovací plán napájecích obvodů .....	62
A.11	Deska plošného napájecích obvodů – top (strana součástek) .....	63
A.12	Deska plošného spoje napájecích obvodů – bottom (strana spojů) .....	63



# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1:	Základní třídy zesilovačů [3] .....	4
Obr. 2.2:	Napájecí a vazební obvody [4] .....	6
Obr. 2.3:	Schéma obecného transformátoru [7] .....	7
Obr. 2.4:	Modulové charakteristiky různých filtrů [8] .....	8
Obr. 2.5:	Butterworthova aproximace [9] .....	9
Obr. 2.6:	Chebyshevova aproximace [9] .....	10
Obr. 2.7:	Inverzní Chebyshevova aproximace [9] .....	10
Obr. 2.8:	Besselova aproximace [9] .....	11
Obr. 2.9:	Eliptická aproximace [9] .....	11
Obr. 2.10:	Amplitudová modulace [10] .....	12
Obr. 2.11:	Amplitudová modulace – různé hloubky modulace [10] .....	13
Obr. 2.12:	Frekvenční modulace [11] .....	14
Obr. 2.13:	Fázová modulace [12] .....	15
Obr. 2.14:	Principiální schéma kolektorového modulátoru [2] .....	16
Obr. 3.1:	Model předzesilovače .....	18
Obr. 3.2:	Průběhy signálů pro 3,5 MHz, 7 MHz a 14MHz na výstupu předzesilovače .....	18
Obr. 3.3:	Simulace teoretického návrhu zesilovače .....	23
Obr. 3.4:	Vstupní a výstupní signál zesilovače 3,5 MHz .....	24
Obr. 3.5:	Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz .....	25
Obr. 3.6:	Schéma zapojení filtru 3,5 MHz .....	25
Obr. 3.7:	Přenosová charakteristika filtru 7 MHz .....	26
Obr. 3.8:	Schéma zapojení filtru 7 MHz .....	26
Obr. 3.9:	Přenosová charakteristika filtru 14 MHz .....	27
Obr. 3.10:	Schéma zapojení filtru 14 MHz .....	27
Obr. 3.11:	Schéma zapojení filtru 3,5 MHz .....	28
Obr. 3.12:	Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz s vyznačenou druhou harmonickou .....	28
Obr. 3.13:	Schéma zapojení filtru 7 MHz .....	29
Obr. 3.14:	Přenosová charakteristika filtru 7 MHz s vyznačenou druhou harmonickou .....	29

Obr. 3.15:	Schéma zapojení filtru 14 MHz .....	30
Obr. 3.16:	Přenosová charakteristika filtru 14 MHz s vyznačenou druhou harmonickou .....	30
Obr. 3.17:	Schéma modulačního zesilovače [18].....	31
Obr. 4.1:	Přední panel zesilovače.....	32
Obr. 4.2:	Blokové uspořádání přípravku.....	33
Obr. 4.3:	Modul napájecích obvodů.....	33
Obr. 4.4:	Celkové schéma zapojení napájecích obvodů .....	34
Obr. 4.5:	Modul předzesilovače .....	35
Obr. 4.6:	Celkové zapojení předzesilovače.....	36
Obr. 4.7:	Modul zesilovače .....	37
Obr. 4.8:	Celkové zapojení zesilovače .....	38
Obr. 4.9:	Celkové zapojení modulačního zesilovače [18] .....	39
Obr. 4.10:	Modul modulačního zesilovače .....	39
Obr. 4.11:	Modulační transformátor .....	40
Obr. 4.12:	Výstupní filtry .....	40
Obr. 4.13:	Celkové zapojení modulu filtrů .....	41
Obr. 4.14:	Filtr 3,5 MHz .....	42
Obr. 4.15:	Filtr 7 MHz .....	43
Obr. 4.16:	Filtr 14 MHz .....	43
Obr. 4.17:	Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída C – bez filtru.....	44
Obr. 4.18:	Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída C – s filtrem.....	45
Obr. 4.19:	Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída A – bez filtru.....	45
Obr. 4.20:	Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída A – s filtrem.....	45
Obr. 4.21:	Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída C – bez filtru.....	46
Obr. 4.22:	Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída C – s filtrem.....	46
Obr. 4.23:	Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída A – bez filtru.....	46
Obr. 4.24:	Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída A – s filtrem.....	47
Obr. 4.25:	Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída C – bez filtru.....	47
Obr. 4.26:	Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída C – s filtrem.....	47
Obr. 4.27:	Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída A – bez filtru.....	48
Obr. 4.28:	Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída A – s filtrem.....	48
Obr. 4.29:	Měření výstupního výkonu – 3,5 MHz .....	49
Obr. 4.30 :	Měření výstupního výkonu – 7 MHz .....	49

Obr. 4.31:	Měření výstupního výkonu – 14 MHz.....	49
Obr. 4.32:	Spektrum signálu – 3,5 MHz – bez filtru.....	50
Obr. 4.33:	Spektrum signálu – 3,5 MHz – s filtrem.....	50
Obr. 4.34:	Spektrum signálu – 7 MHz – bez filtru.....	51
Obr. 4.35:	Spektrum signálu – 7 MHz – s filtrem.....	51
Obr. 4.36:	Spektrum signálu – 14 MHz – bez filtru.....	52
Obr. 4.37:	Spektrum signálu – 14 MHz – s filtrem.....	52
Obr. 4.38:	Amplitudová modulace $m = 25 \%$ .....	53
Obr. 4.39:	Amplitudová modulace $m = 50 \%$ .....	53
Obr. 4.40:	Amplitudová modulace $m = 90 \%$ .....	53

# ÚVOD

Tato diplomová práce předkládá návrh výkonového zesilovače pro pásmo krátkých vln s možností změny pracovní třídy a zavedení amplitudové modulace. Je zde popsána teorie potřebná pro pochopení principu a vlastní návrh zesilovače.

Text je členěn do 5 základních kapitol. Kapitola 1 krátce diskutuje problematiku a je zde nastíněno vybrané řešení. Samotná teorie potřebná pro návrh zesilovače je shrnuta v kapitole 2. Kapitola 3 předkládá již samotný teoretický návrh zesilovače. Předposlední kapitola popisuje realizované řešení zesilovače a jeho reálné parametry. V poslední kapitole jsou shrnuty dosažené výsledky této diplomové práce.

# 1 ZÁKLADNÍ PROBLEMATIKA

V této kapitole je popsán výběr vhodného řešení zadaného zesilovače.

## 1.1 Vysokofrekvenční zesilovač

Vysokofrekvenční zesilovač je zařízení, které je schopno měnit (zesilovat) amplitudu vstupního signálu pomocí energie dodané z napájecího zdroje. Tuto energii přemění na zesílený výstupní signál a částečně na teplo (množství ztrátového výkonu vyzářeného jako teplo je závislé na účinnosti zesilovače). Lze na něj nahlížet jako na aktivní dvojbran. [1] Zesilovač je jedno z nejpoužívanějších zařízení ve vysokofrekvenčních obvodech.

Z hlediska šířky přenášeného pásma můžeme zesilovače dělit na širokopásmové a úzkopásmové. Přesná definice, kdy se ještě jedná o úzkopásmový zesilovač a kdy už o širokopásmový zesilovač, není jednoznačně určena. Obecně se za úzkopásmový zesilovač považuje ten, jenž splňuje podmínku

$$B < 0,1 \cdot f_s \quad [\text{Hz}], \quad (1.1)$$

kde  $B$  je šířka pásma (pro pokles přenosu o 3 dB) a  $f_s$  je střední kmitočet. Za širokopásmový je pak zesilovač považován tehdy, není-li tato nerovnice splněna. [2]

Dále lze zesilovače dělit na napětňové a výkonové. Napětňové zesilovače pracují s malým rozkmitem signálu, a proto lze aktivní prvky považovat za lineární. U výkonových zesilovačů mluvíme o velkých amplitudách signálu, takže je aktivní prvek v nelineárním režimu. [2]

## 1.2 Diskuze zadání

Zadaný zesilovač má sloužit pro laboratorní výuku. Z tohoto předpokladu musí vycházet i uvažovaná koncepce a reálné provedení zesilovače. Vzhledem k zamýšlenému účelu musí zesilovač vykazovat dostatečnou robustnost a uživatelskou odolnost. Z toho vyplývá nutnost zahrnutí ochran proti přepólování zdroje, nepřizpůsobené zátěži, přebuzení vstupu zesilovače a přehřátí zesilovače. Dále tím, že má zařízení sloužit k laboratorním účelům, není nutné zařazovat kontinuálně laditelný výstupní filtr přes celé zamýšlené pásmo, ale pouze přepínatelné, předem nastavené filtry pro zvolené kmitočty s možností jejich vyřazení z výstupu. Dále musí být možné měřit na zesilovači během provozu některá provozní napětí a proudy.

## 2 TEORETICKÝ ROZBOR

V této kapitole je rozebrána teorie potřebná pro návrh a konstrukci zadaného zesilovače.

### 2.1 Zesilovač

#### 2.1.1 Základní vlastnosti

Primární vlastností zesilovače je jeho zesílení. Zesílení vyjadřuje poměr mezi výstupním a vstupním napětím.

$$A = \frac{U_2}{U_1} \quad [-], \quad (2.1)$$

kde  $A$  je zesílení,  $U_1$  je vstupní napětí a  $U_2$  je napětí výstupní. Častěji ovšem pracujeme se zesílením vyjádřeným v logaritmické míře, které lze vypočítat úpravou (2.1)

$$A = 20 \cdot \log \frac{U_2}{U_1} \quad [\text{dB}]. \quad (2.2)$$

Dále u zesilovače definujeme jeho šířku pásma (viz podkapitola 1.1 – Vysokofrekvenční zesilovač). Šířku pásma lze vypočítat jako rozdíl dvou frekvencí

$$B = f_2 - f_1 \quad [\text{Hz}], \quad (2.3)$$

kde  $f_1$  odpovídá dolnímu meznímu kmitočtu a  $f_2$  hornímu meznímu kmitočtu, přičemž mezní kmitočet je kmitočet, při kterém poklesne přenos zesilovače právě o 3 dB.

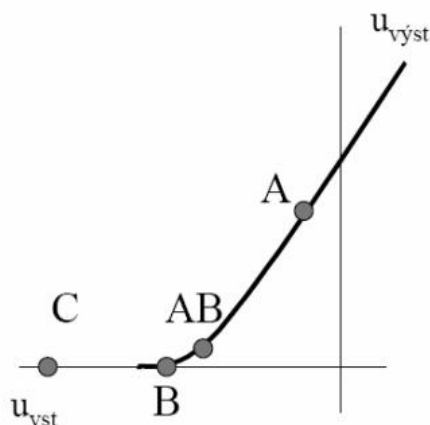
Neméně důležitou informací je pak účinnost zesilovače. Účinnost zesilovače udává, jak velká část příkonu bude přeměněna na užitečný výstupní signál a jak velká část energie bude spotřebována ve ztrátách (především tepelných). Vypočítat ji lze podle

$$\eta = 100 \cdot \frac{P_{OUT}}{P_I} \quad [\%], \quad (2.4)$$

kde  $P_I$  reprezentuje celkový stejnosměrný příkon zesilovače a  $P_{OUT}$  odpovídá efektivnímu výkonu 1. harmonické složky výstupního signálu.

#### 2.1.2 Pracovní třídy zesilovačů

Třídy zesilovačů můžeme rozdělit podle polovičního úhlu otevíření  $\theta$  aktivního prvku. Ten je definován jako polovina periody výstupního signálu, po kterou teče aktivním prvkem nenulový proud. Z definice vyplývá, že  $\theta \leq \pi/2$ . Hodnota  $\theta$  závisí zejména na poloze pracovního bodu P. Vzhledem k poloze pracovního bodu rozlišujeme tři základní pracovní třídy zesilovače (A, B, C) a jednu mezitřidu (AB). [2]



Obr. 2.1: Základní třídy zesilovačů [3]

### 2.1.2.1 Třída A

U pracovní třídy A je pracovní bod umístěn přibližně ve středu lineární části převodní charakteristiky aktivního prvku (viz obr. 2.1). Rozkmit vstupního signálu musí být takový, aby výstupní signál nebyl limitován (nezasahoval do oblasti zániku kolektorového proudu). Jelikož signál prochází neustále, je  $\theta_A = \pi$ . Vzhledem k tomu, že se pohybujeme v lineární části charakteristiky, je výstupní signál zkreslen minimálně. Účinnost takového zesilovače dosahuje  $\eta_A = 50\%$ . Nevýhodou je, že aktivním prvkem protéká proud i bez vstupního střídavého signálu. [2]

### 2.1.2.2 Třída B

Pracovní třída B má pracovní bod nastaven do bodu zániku kolektorového proudu (viz obr. 2.1). Z tohoto předpokladu je jasné, že aktivní prvek se otevře pouze pro polovinu periody vstupního signálu. Poloviční úhel otevření je pak  $\theta_B = \pi/2$ . Výstupní signál je velmi zkreslen. Účinnost takového zesilovače je pak až  $\eta_B = 78,54\%$ . [2]

### 2.1.2.3 Třída AB

Mezitřída AB má pracovní bod umístěn v lineární části převodní charakteristiky aktivního prvku (viz obr. 2.1). Poloha pracovního bodu je umístěna blíže bodu zániku kolektorového proudu. To má za následek, že při dostatečně velkém vstupním signálu je část vstupního signálu limitována (část zasahuje až do bodu zániku kolektorového proudu). Tím se zvětší zkreslení oproti třídě A, ale je nižší než u třídy B. Poloviční úhel otevření pak lze vyjádřit jako  $\pi > \theta_{AB} > \pi/2$ . Účinnost takového zesilovače pak leží mezi  $50 > \eta_{AB} > 78,54\%$ . [2]

### 2.1.2.4 Třída C

Pracovní třída C se vyznačuje polohou pracovního bodu až v oblasti zániku kolektorového proudu (viz obr. 2.1). Poloviční úhel otevření aktivního prvku je  $\theta_{AB} < \pi/2$ . Výstupní signál je pak silně zkreslen a tvoří jej jen vrcholky průběhu harmonického signálu. Účinnost takového zesilovače pak dosahuje až  $\eta_C = 100\%$ . [2]

Charakter výstupního signálu u třídy B a C předurčuje použití těchto tříd u dvojčinných zesilovačů, kdy první polovina (kladná) harmonického signálu je zesilována jedním aktivním prvkem a druhá (záporná) je zesilována na komplementárním prvku či je invertována a zesilována aktivním prvkem stejného typu jako první polovina signálu. Výsledný výstupní signál je pak složen z obou zesílených půlvln.

### **2.1.3 Aktivní prvky zesilovačů**

#### **2.1.3.1 Bipolární tranzistor**

Jedná se o polovodičovou součástku. Přenos proudu je zprostředkováván jak majoritními, tak minoritními nosiči. Tento prvek je řízen proudem tekoucím do báze tranzistoru. Frekvenční oblast použití bipolárního tranzistoru leží v nízkých desítkách  $GHz$ . Bipolární tranzistory jsou omezovány horním mezním kmitočtem při daném výkonu.

#### **2.1.3.2 Unipolární tranzistor**

Vývojově se jedná o mladší tranzistor, než je bipolární tranzistor. Proud tranzistorem je zajišťován pouze majoritními nosiči. Oblast použití běžných unipolárních tranzistorů leží do  $1-2 GHz$ . Speciální typy s Schotkyho hradlem lze použít až do desítek  $GHz$ . Řízeny jsou napětím přiloženým na elektrodu G – gate (ekvivalent báze u bipolárního tranzistoru). Oproti bipolárním tranzistorům mají velký vstupní odpor (řádově se vstupní odpor pohybuje v rozmezí  $10^9-10^{11} \Omega$ ). To je velká výhoda, jelikož vstupní obvody jsou méně výkonově zatěžovány. Vstupní odpor se na rozdíl od bipolárních tranzistorů nemění se změnou pracovní třídy. U všech tranzistorů protéká proud  $I_{DS}$  i bez přítomnosti napětí na elektrodě G. Výjimku tvoří tranzistor typu MOS-FET s indukovaným kanálem. Tento tranzistor má také izolovanou elektrodu gate pomocí vrstvičky oxidů. Kvadratická přenosová charakteristika zabraňuje vzniku křížové modulace a kvadratického zkreslení.

#### **2.1.3.3 Elektronka**

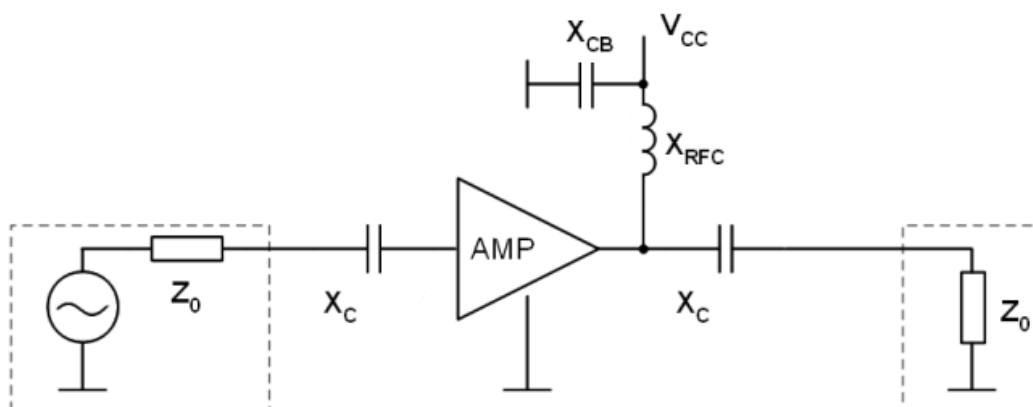
Jedná se o aktivní prvek založený na vedení elektrického proudu ve vakuu. Proud elektronů emitovaný rozžhavenou katodou je ovlivněn pomocí elektrody (mřížky) vložené mezi anodu a katodu. Elektronky měly využití v minulých dobách, kdy nebyly k dispozici vhodné tranzistory. Jejich využití v současnosti leží v oblasti vysokovýkonných vysílačů. Jejich výhodou je, že na rozdíl od tranzistorů existují elektronky konstruované pro napětí desítek tisíců voltů. U tranzistorů se pohybuje v nízkých jednotkách tisíců voltů.

### **2.1.4 Pomocné prvky**

Každý zesilovač je tvořen, mimo samotný aktivní prvek, dalšími součástkami, jež zajišťují zejména napájení zesilovače, nastavení a stabilizaci pracovního bodu, vhodné impedanční přizpůsobení aktivního prvku k vnějším zařízením (nejčastěji k impedanci  $50 \Omega$ ) a selekci signálu o daném kmitočtu v případě vzniku harmonických produktů (vznikají na nelineárních prvcích v zesilovači). Tato kapitola je věnována vazebním



a napájecím obvodům. Filtry výstupního signálu budou zpracovány v samostatné kapitole níže.



Obr. 2.2: Napájecí a vazební obvody [4]

#### 2.1.4.1 Vazební kondenzátor

Vazební kondenzátor je prvek zesilovače (viz obr. 2.2 – označen jak  $X_C$ ), jenž má za úkol užitečný vysokofrekvenční signál propustit pokud možno beze změn a stejnosměrné napájecí napětí nepropustit. Kapacita kondenzátoru, respektive jeho reaktance na pracovní frekvenci, musí být volena tak, aby ovlivnění užitečného signálu touto reaktancí bylo co možná nejmenší. V literatuře [5] a [6] se uvádí, že reaktance vazebního kondenzátoru by měla být desetinová oproti impedanci zdroje či zátěže. Reaktance kondenzátoru se vypočítá podle

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad [\Omega], \quad (2.5)$$

kde  $f$  je frekvence signálu a  $C$  je kapacita kondenzátoru. [2]

#### 2.1.4.2 Blokovací tlumivka

Jedná se o vysokofrekvenční tlumivku (v literatuře běžně označována jako *RFC* či *RF Choke*). S rostoucí frekvencí roste i reaktance vysokofrekvenční tlumivky (pro signál představuje vysokou impedanci). *RFC* tlumivka se spolu s vazebním kondenzátorem používá k zablokování pronikání vysokofrekvenčních signálů do napájecí stejnosměrné části zesilovače (viz obr. 2.2). Reaktance takové cívky by pak dle [5] a [6] měla být desetinásobkem impedance zdroje či zátěže na pracovní frekvenci. Reaktanci cívky vypočítáme podle vzorce

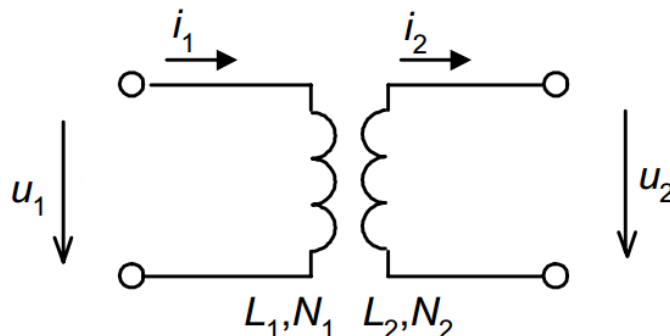
$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \quad [\Omega]. \quad (2.7)$$

#### 2.1.4.3 Blokovací kondenzátor

Blokovací kondenzátory se používají spolu s *RFC* tlumivkou pro napájení aktivního prvku (viz obr. 2.2 – označen jako  $X_{CB}$ ). Pro vysokofrekvenční signál mají velmi nízkou impedanci a v obvodu fungují jako vysokofrekvenční zkrat. Pro výpočet jejich hodnoty použijeme vzorec (2.5). V literatuře [4] se uvádí, že reaktance blokovacího

kondenzátoru by měla být přibližně jedna setina impedance zdroje či zátěže na pracovní frekvenci.

#### 2.1.4.4 Impedanční transformátor



Obr. 2.3: Schéma obecného transformátoru [7]

Transformátor je schopen měnit velikost střídavého proudu, napětí a impedance (viz obr. 2.3). Obecně jsou to dvě cívky (primární –  $L_1$  s  $N_1$  závity a sekundární –  $L_2$  s  $N_2$  závity), které jsou navinuty na společném jádře. Když cívkou  $L_1$  protéká proud  $i_1$ , vytvoří se v jádru magnetické pole, které indukuje střídavé napětí na cívkce  $L_2$ . Tento proces se periodicky opakuje [7]. Pro transformátor platí

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = n \quad [-], \quad (2.6)$$

kde  $I_1$  a  $I_2$  jsou proudy tekoucí jednotlivými vinutími a  $Z_1$  a  $Z_2$  reprezentuje jednotlivé impedance připojené na transformátor. Symbol  $n$  pak udává transformační poměr. V zesilovačích se používá k transformaci impedancí mezi vstupní nebo výstupní impedancí a impedancí samotného aktivního prvku.

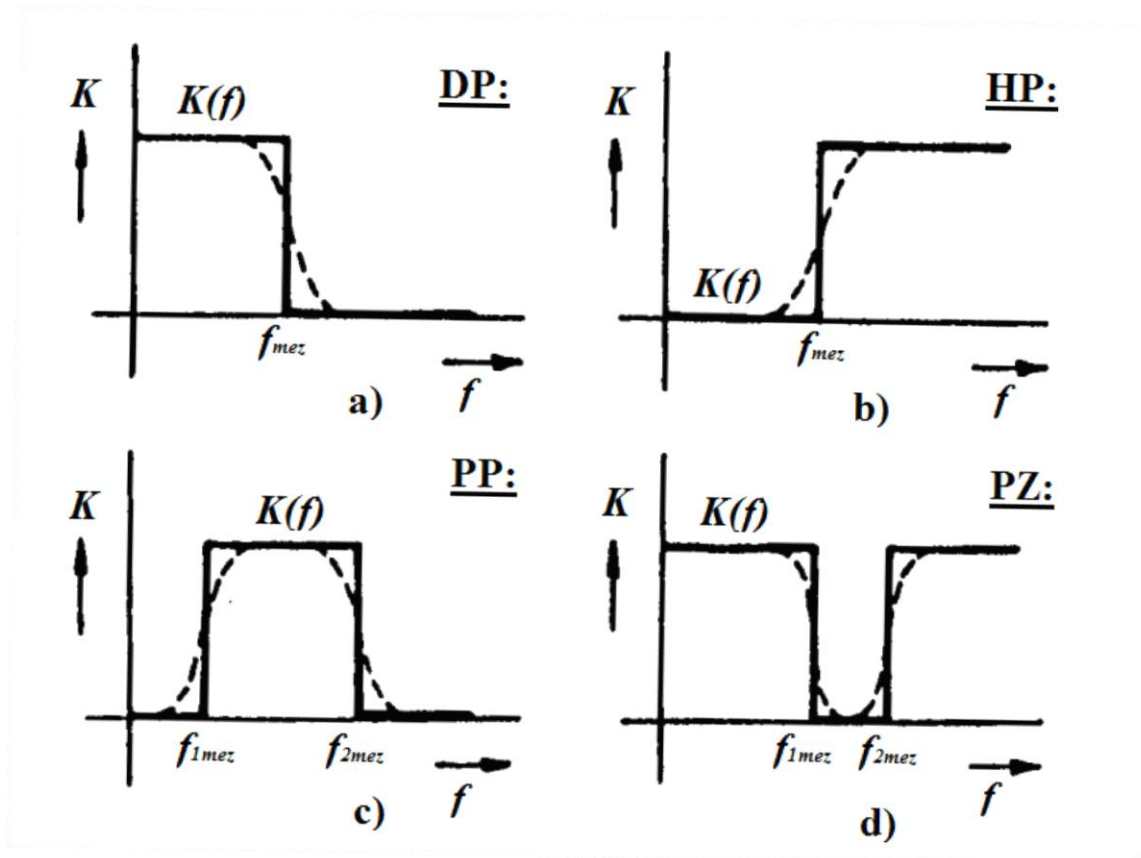
## 2.2 Filtry

Obecně se jedná o dvojbran, jehož přenosová charakteristika je frekvenčně závislá. Signály o určitých frekvencích propouští s minimálním útlumem, zatímco jiné jsou výrazně potlačovány. Frekvenční charakteristiku tak můžeme rozdělit na pásmo propustné a nepropustné. Hranice mezi těmito dvěma pásmy je určena poklesem přenosu o 3 dB vůči propustnému pásmu.

Filtry se zařazují na výstup zesilovačů, aby potlačily vyšší harmonické produkty, které vznikají na nelineárních prvcích zesilovače. Z hlediska potřeby frekvenční závislosti se ve filtrech používají setrvačné prvky (kondenzátory a cívky). Použití nesetrvačných (čistě rezistivních) prvků zde nemá opodstatnění, jelikož neovlivňují frekvenční přenosovou charakteristiku filtru, ale pouze zvyšují jeho útlum přes celé přenosové pásmo. Základním prvkem filtrů je kmitočtově závislý dělič. Při návrhu filtrů je nutné uvažovat reálné vlastnosti součástek. To znamená, že každá reálná součástka vykazuje parazitní odpor (odpor přírodních vodičů, nenulový odpor vodiče vinutí

cívky), indukčnost (indukčnost přívodních vodičů) i kapacitu (mezizávitová kapacita u drátových rezistorů a indukčností). Tyto parazitní vlastnosti ovlivňují frekvenční charakteristiku filtrů a zvyšují jejich útlum v propustném pásmu.

### 2.2.1 Druhy filtrů



Obr. 2.4: Modulové charakteristiky různých filtrů [8]

#### 2.2.1.1 Filtr typu dolní propust

Filtr tohoto typu má propustné pásmo na nižších frekvencích. Na frekvencích vyšších, než je mezní kmitočet, filtr signály tlumí (viz obr. 2.4 – (a)). Jak bylo řečeno dříve, mezní kmitočet  $f_{mez}$  odpovídá bodu poklesu přenosu o 3 dB vůči propustnému pásmu. Tento typ filtru se používá například pro filtraci střídavé složky u stejnosměrných zdrojů, a u vysokofrekvenčních zařízení pro potlačení vyšších harmonických složek.

#### 2.2.1.2 Filtr typu horní propust

Tento typ filtru má opačnou charakteristiku oproti dolní propusti (viz obr. 2.4 – (b)). Na nižších frekvencích má nepropustné pásmo a na vyšších má pásmo propustné. Tento typ filtru používáme všude tam, kde potřebujeme potlačit stejnosměrnou složku či nízkofrekvenční šum.

### 2.2.1.3 Filtr typu pásmová propust

Tento typ filtru má oproti předchozím dvě mezní frekvence (viz obr. 2.4 – (c)). Z toho vyplývá, že propouští jen určitý rozsah frekvencí a zbytek je tlumen. Tohoto typu filtrů se používá zejména ve vstupních obvodech rádiových přijímačů pro selekci signálu o požadovaném kmitočtu.

### 2.2.1.4 Filtr typu pásmová zádrž

Má opačnou charakteristiku oproti pásmové propusti (viz obr. 2.4 – (d)). Tento filtr propouští všechny frekvence kromě frekvenčního pásma vymezeného mezními frekvencemi. Tohoto filtru se používá všude tam, kde je potřeba potlačit nežádoucí signály v určitém frekvenčním pásmu.

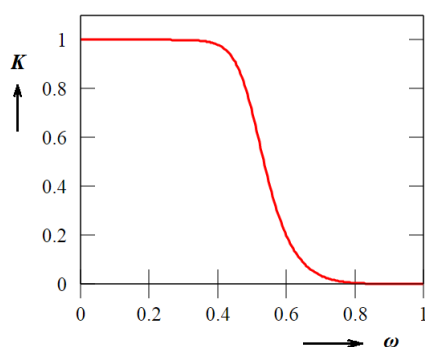
### 2.2.1.5 Obecně k filtrům

Na obr. 2.4 jsou uvedeny přenosové charakteristiky výše uvedených filtrů. Plnou čarou jsou zakresleny teoretické průběhy. V reálu nejsou tyto charakteristiky nikdy kolmé, ale klesají či stoupají s určitým sklonem (to je naznačeno čárkovaným průběhem). Pro filtr prvního řádu (zjednodušeně řečeno řád označuje počet setrvačných prvků ve filtru) je strmost  $20\text{ dB}$  na dekádu. S rostoucím řádem filtru roste i strmost (pro filtr druhého řádu je strmost  $40\text{ dB/dek. atd.}$ ). Z toho je jasné, že čím blíže jsou vyšší harmonické frekvence k užitečnému signálu, tím vyšší řád filtru musíme použít. Dále je potřeba si uvědomit, že nejkritičtější jsou pro nás produkty druhé a třetí harmonické. Vyšší harmonické produkty mívají zpravidla menší hodnotu a filtry na těchto frekvencích tlumí dostatečně. V České republice pravidla rádiového provozu zastřešuje Český telekomunikační úřad (ČTÚ), který definuje, že vyšší harmonické produkty musí mít od první harmonické odstup alespoň  $40\text{ dB}$ . [5]

## 2.2.2 Druhy aproximací filtrů

Pro návrh filtrů používáme matematické aproximační metody. Jejich názvy jsou většinou odvozeny od jmen jejich autorů. Níže jsou předloženy nejběžněji používané a všeobecně známé aproximace.

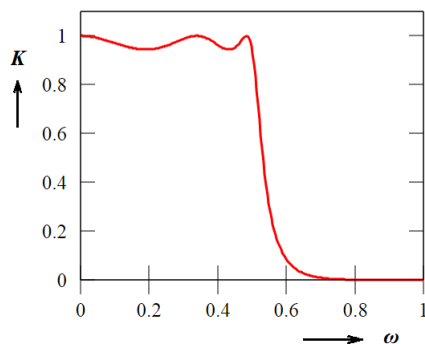
### 2.2.2.1 Butterworthova aproximace



Obr. 2.5: Butterworthova aproximace [9]

Jedná se o filtr s co nejpřímější přenosovou funkcí v propustném pásmu. Z hlediska amplitudové charakteristiky se jedná o kompromis mezi Chebyshevovou a Besselovou aproximací (viz obr. 2.5).

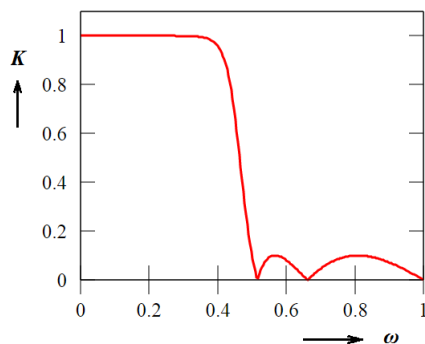
#### 2.2.2.2 Chebyshevova aproximace



Obr. 2.6: Chebyshevova aproximace [9]

Tento typ aproximace má velmi strmou amplitudovou charakteristiku v přechodovém pásmu. Cenou za takto velkou strmost je určité zvlnění v propustném pásmu. To je u tohoto typu ze všech aproximací největší (viz obr. 2.6).

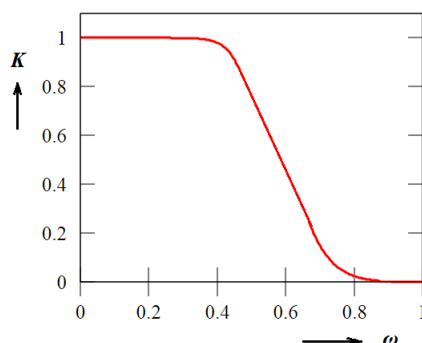
#### 2.2.2.3 Inverzní Chebyshevova aproximace



Obr. 2.7: Inverzní Chebyshevova aproximace [9]

Inverzní Chebyshevova aproximace, jak již název napovídá, je inverzní aproximací k aproximaci předchozí. Její výhodou je, že má vyrovnanou amplitudovou charakteristiku v propustném pásmu (viz obr. 2.7).

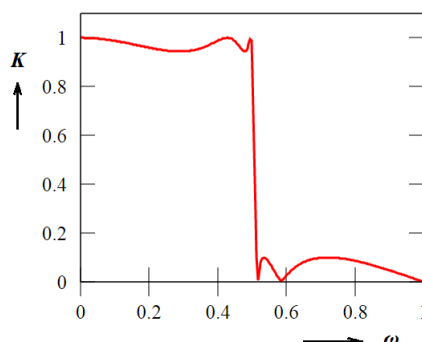
#### 2.2.2.4 Besselova aproximace



Obr. 2.8: Besselova aproximace [9]

Tento typ aproximace má výbornou impulzní odezvu s minimálním překmitem (viz obr. 2.8). Má menší strmost než Butterworthova aproximace, a proto je potřeba použít filtr vyššího řádu. Tato aproximace se používá zejména v případech, kdy je nutno zachovat tvar signálu.

#### 2.2.2.5 Eliptická aproximace



Obr. 2.9: Eliptická aproximace [9]

Tento typ aproximace má pro daný řád filtru nejstrmější možnou amplitudovou charakteristiku. Jeho nevýhodou je zvlnění v propustném i nepropustném pásmu a jeho poměrně složitý návrh.

### 2.3 Modulace

Modulace je proces, kdy za pomoci modulačního signálu ovlivňujeme některý z parametrů modulovaného signálu. Obvod, který umožňuje modulovat signál, se nazývá modulátor. [2]

Vzhledem k účelu této diplomové práce zde nebudou řešeny modulace v základním pásmu (kde je nosným signálem pravoúhlý signál) ani různé typy digitálních modulací.

Navrhovaný zesilovač bude pracovat s harmonickými signály, což znamená, že se

budeme zabývat modulací s nosnými vlnami. Harmonický nosný signál lze obecně popsat jako

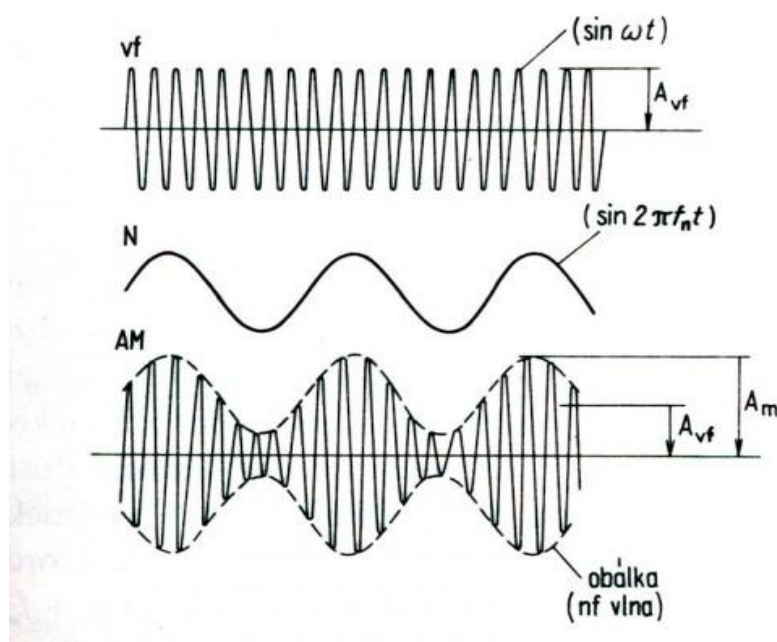
$$s_0(t) = S_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_0), \quad (2.8)$$

kde  $s_0(t)$  označuje obecně napětí či proud v čase,  $S_0$  označuje amplitudu signálu,  $\omega_0$  symbolizuje kmitočet a  $\varphi_0$  počáteční fázi. Modulovat nosný signál můžeme pomocí změny některého ze tří výše zmíněných parametrů ( $S_0$ ,  $\omega_0$ ,  $\varphi_0$ ). [2]

## 2.3.1 Druhy modulací

### 2.3.1.1 Amplitudová modulace – AM

Amplitudová modulace, jak již její název napovídá, je založena na změně velikosti amplitudy modulovaného signálu v rytmu modulačního signálu. Historicky se jedná o nejstarší druh modulace. Ostatní parametry modulovaného signálu (frekvence a fáze) zůstávají beze změny. Spektrum amplitudově modulovaného signálu obsahuje nosnou složku a dvě postranní pásma symetricky okolo nosné frekvence. Jedno postranní pásmo je tvořeno rozdílem nosné a modulační frekvence a druhé postranní pásmo je tvořeno součtem nosné a modulační frekvence.



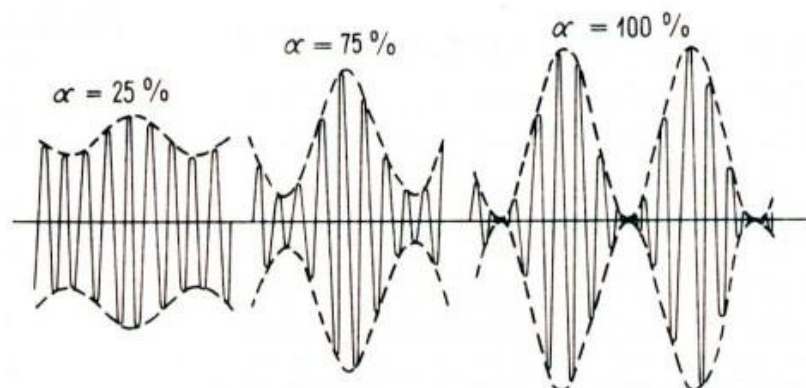
Obr. 2.10: Amplitudová modulace [10]

Výše popsaný princip je patrný z nákresu (viz obr. 2.10). Důležitým parametrem u amplitudově modulovaného signálu je hloubka modulace. Hloubka modulace je definována jako

$$m = \frac{\Delta U_n}{U_n} \cdot 100 \quad [\%], \quad (2.9)$$

kde  $m$  je hloubka modulace,  $\Delta U_n$  je změna amplitudy nosného signálu a  $U_n$  je amplituda

nosného signálu bez modulace. [2] Pokud nosný signál přemodulujeme, dochází k silnému zkreslení modulovaného signálu. Graficky znázorněné příklady různých hloubek modulací jsou níže (viz obr. 2.11).



Obr. 2.11: Amplitudová modulace – různé hloubky modulace [10]

Šířku pásma u amplitudově modulovaného signálu lze vypočítat podle

$$B = 2 \cdot f_{max} \quad [\text{Hz}], \quad (2.10)$$

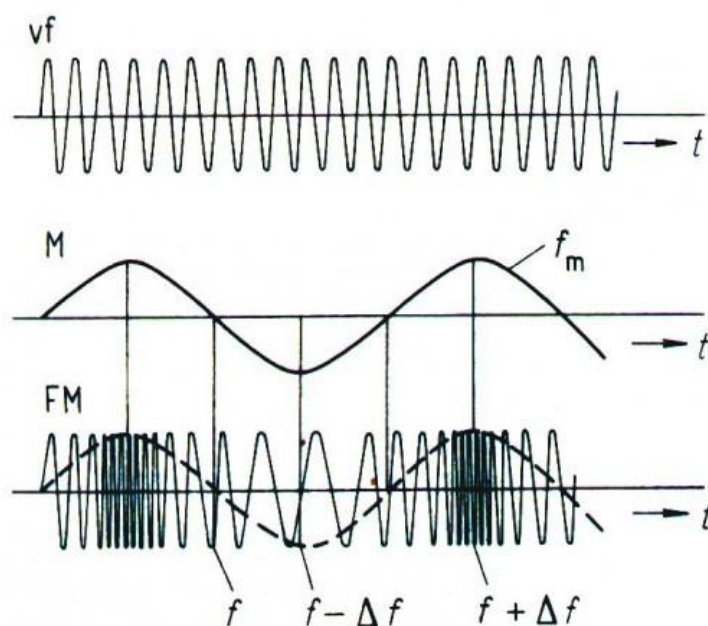
kde  $f_{max}$  odpovídá maximální modulační frekvenci. [2]

### 2.3.1.2 Frekvenční modulace – FM

Tento typ modulace ovlivňuje frekvenci nosného signálu. Kladná část amplitudy modulačního signálu zvětšuje frekvenci modulovaného signálu, záporná část pak frekvenci modulovaného signálu snižuje (viz obr. 2.12). Čím větší bude amplituda modulačního signálu, tím větší bude rozsah frekvencí modulovaného signálu (frekvenční zdvih  $\Delta f$ ) a poroste i šířka pásma (viz vzorec 2.11). [2]

$$B = 2 \cdot (\Delta f + f_{max}) \quad [\text{Hz}] \quad (2.11)$$





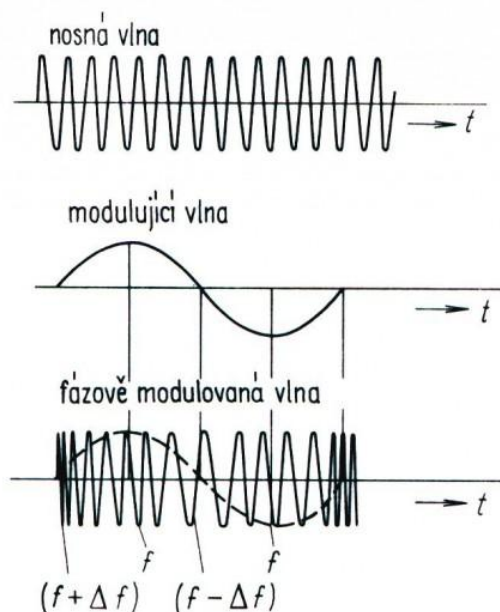
Obr. 2.12: Frekvenční modulace [11]

### 2.3.1.3 Fázová modulace – PM

Tento typ modulace ovlivňuje fázi modulovaného signálu (viz obr. 2.13). Pokud porovnáme průběhy fázově modulovaného signálu s frekvenčně modulovaným signálem, tak zjistíme, že jsou si velmi podobné. Zásadní rozdíl uvidíme až ve spektru signálů, kde u PM se mění pouze odstup jednotlivých spektrálních čar a u FM se mění i jejich amplituda. Šířku pásma fázově modulovaného signálu lze vypočítat jako

$$B = 2 \cdot f_{m,max} \cdot \left(1 + \frac{\beta_{PM}}{U_m}\right) \quad [\text{Hz}], \quad (2.12)$$

kde  $\beta_{PM}$  je modulační index a  $U_m$  je amplituda modulačního signálu.



Obr. 2.13: Fázová modulace [12]

## 2.3.2 Druhy AM modulátorů

Je výhodnější modulátor provést až na vyšší výkonové úrovni.

### 2.3.2.1 Bázový modulátor

Tento typ modulátoru bývá označován jako modulátor s nízkou úrovní. Principiálně je modulační signál přiváděný do báze obvodu transponován na vstupní vysokofrekvenční napětí. Tento typ modulátoru ovlivňuje pracovní bod zesilovače, a proto je s touto skutečností nutno počítat při jeho návrhu. Účinnost modulátoru se vypočítá jako

$$\eta_{mod} = \frac{P_{mod}}{P_{p\ mod}} \quad [\%], \quad (2.13)$$

kde  $P_{mod}$  je střední výkon amplitudově modulovaného signálu.  $P_{p\ mod}$  je příkon modulátoru při modulaci, který je roven výkonu nosného signálu bez modulace  $P_{nosné}$ . Velikost  $P_{mod}$  pak odpovídá

$$P_{mod} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \cdot P_0 \quad [\text{W}]. \quad (2.14)$$

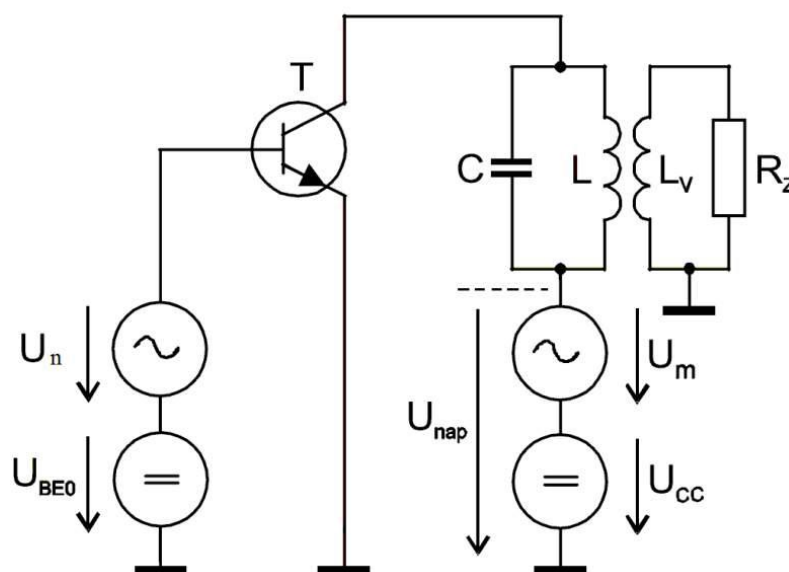
Úpravou vzorce a dosazením vzorce (2.14) do vzorce (2.13) pak dostaneme následující tvar

$$\eta_{mod} = \frac{(1 + \frac{m^2}{2})P_0}{P_{nosné}} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \cdot \eta_{nosné} \quad [\%]. \quad (2.15)$$

Jak je vidět ze vzorce (2.15), je celková účinnost závislá na hloubce modulace  $m$  a je poměrně nízká. Další z nevýhod je, že možná hloubka modulace je poměrně malá. Výhodou je snadná realizace. [2]

### 2.3.2.2 Kolektorový modulátor

Kolektorový modulátor bývá nazýván jako modulátor s vysokou úrovní. Je to proto, že k modulaci dochází změnou stejnosměrného napájecího napětí v rytmu modulačního signálu zesilovacího tranzistoru (zapojení společný emitor – *drain*). Výstupní a modulační transformátor musí být realizovány jako širokopásmové s vysokou kvalitou z důvodu přenosu širšího kmitočtového spektra. Nevýhodou tohoto typu modulátoru je potřeba poměrně většího modulačního příkonu oproti bázovému modulátoru. Výhodou je pak vyšší dosažitelná hloubka modulace, která má menší zkreslení a vyšší účinnost. [2]



Obr. 2.14: Principiální schéma kolektorového modulátoru [2]

Příkon modulátoru při modulaci je roven

$$P_{p\ mod} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \cdot P_{p\ nosn\ é} \quad [\text{W}]. \quad (2.16)$$

Dosazením (2.14) a (2.16) do vzorce (2.13) dostaneme zjednodušený výraz pro účinnost modulátoru (2.17)

$$\eta_{mod} = \eta_{nosn\ é} \quad [\%]. \quad (2.17)$$

Ze vzorce (2.14) vyplývá, že potřebný výkon nízkofrekvenčního modulačního signálu je pro  $m = 100\ %$  roven jedné polovině výkonu nosného signálu. [2]

## 3 NÁVRH

V této části budou postupně navrženy a ověřeny jednotlivé hlavní části zadaného zesilovače.

### 3.1 Obecná diskuze prvního návrhu

Základní premisy návrhu již byly uváženy v podtématu 1.2 – Diskuze zadání. V souladu s nimi byl návrh upřesněn a dále proveden.

Zesilovač bude složen s několika bloků, které budou podrobně rozebrány v následujících kapitolách. Prakticky bude složen z předzesilovače, který bude pracovat v lineárním režimu a bude dodávat dostatečný budicí signál pro následující výkonový stupeň, kde bude realizována možnost změny pracovní třídy a zavedení amplitudové modulace.

Jako aktivní prvky výkonového stupně budou použity tranzistory typu MOSFET s indukovaným kanálem. Pro použití tranzistorů této technologie hovoří několik výhod:

- Buzení tranzistoru napětím, nikoli proudem. Tím, že *gate* tranzistoru má velký vstupní odpor, neprotéká jím velký proud a není potřeba tak velkého budicího výkonu. Dále tím, že odpory kanálů těchto tranzistorů jsou prakticky shodné, lze tranzistory řadit paralelně bez nutnosti složitého „párování“ tranzistorů. Vybrání tranzistorů stejné výrobní série by mělo být dostačující. [4]
- Tranzistory tohoto typu mají menší tepelnou závislost než tranzistory bipolární, nicméně stabilizace pracovního bodu je stejně nutná.
- Tyto tranzistory nevykazují na rozdíl od bipolárních tranzistorů vznik druhého průrazu, čímž jsou odolnější proti tepelné destrukci. [13]

Pro tyto výhody bylo rozhodnuto použít právě tranzistory typu MOSFET s indukovaným kanálem. Z důvodu snadné dostupnosti a ceny bude použito běžného výkonového spínacího provedení. Výkonové spínací tranzistory jsou použitelné až do nízkých desítek MHz. Toto provedení tranzistorů nese i několik úskalí, se kterými bude nutno počítat:

- Tranzistor má sice vysoký vstupní odpor, ale také velkou vstupní kapacitu, se kterou je nutno počítat.
- Tato technologie se vyznačuje nízkými závěrnými napětími (desítky až stovky voltů).

Napájení přípravku bude realizováno z laboratorního zdroje MANSON SPS9602, který je schopen dodat  $1-30\text{ VDC}/30\text{ A}$ .

Celý zesilovač není koncipován jako laditelný přes celé zadané pásmo, ale byly zvoleny tři konkrétní kmitočty, které odpovídají krátkovlnným radioamatérským pásmům v zadaném rozsahu. Konkrétně byly zvoleny frekvence  $3,5\text{ MHz}$ ,  $7\text{ MHz}$ ,  $14\text{ MHz}$ . Výstupní výkon by měl ideálně dosahovat  $P_{ef} = 20\text{ W}$ . Při zavedení AM modulace by měl výkon dosahovat  $P_{ef} = 30\text{ W}$ .

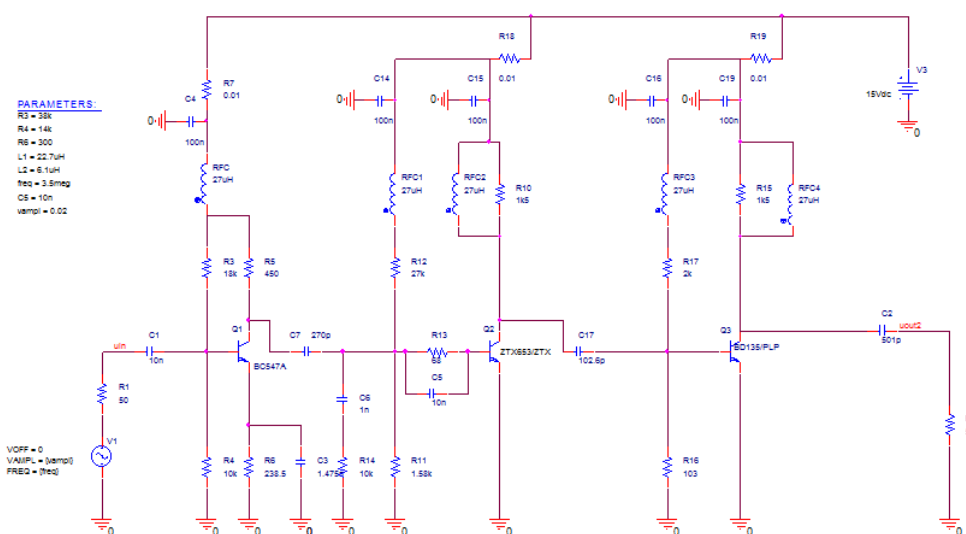
Vzhledem k možnosti změny pracovní třídy zesilovače (možném nelineárním provozu) je nutno zesilovač doplnit o výstupní filtry typu dolní propust. Tyto budou

navrženy pro výše zmíněné frekvence a budou přepínatelné za pomoci elektrických relé.

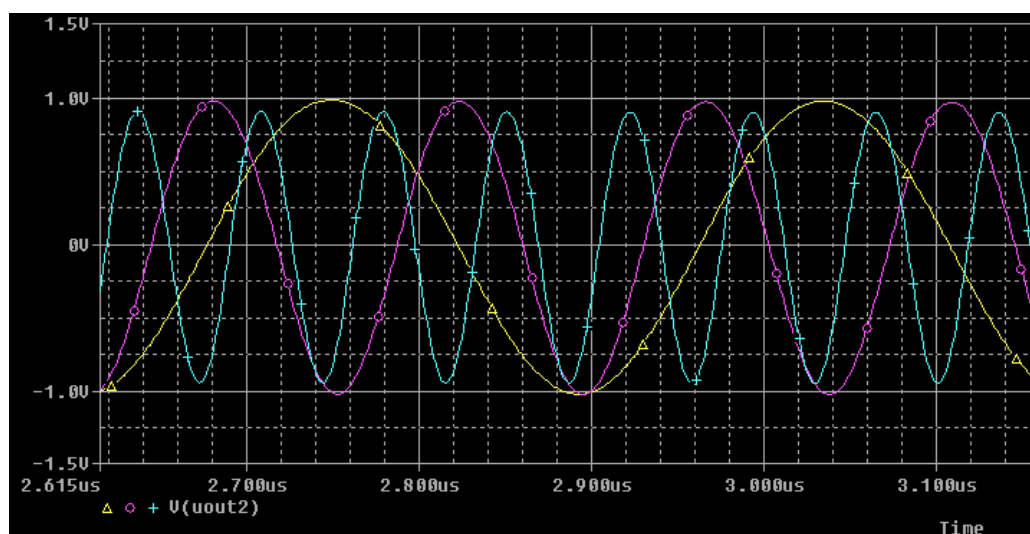
## 3.2 Předzesilovací stupeň

Tento stupeň má za úkol zesílit vstupní signál pro další zpracování hlavním výkonovým stupněm. Má pracovat ve třídě A z důvodu minimálního zkreslení.

Z důvodu maximální jednoduchosti konstrukce bylo rozhodnuto o převzetí katalogového zapojení třístupňového zesilovače z [14]. Toto zapojení bylo nutno modifikovat. U nás špatně dostupné tranzistory byly nahrazeny ekvivalentními (BC547, ZTX653 a BD135) a především bylo nutno upravit pracovní třídu druhého a třetího stupně, které v katalogovém zapojení pracovaly ve třídě C. Celé zapojení bylo modifikováno a ověřeno v prostředí OrCad Capture. Napájení předzesilovače je 15V.



Obr. 3.1: Model předzesilovače



Obr. 3.2: Průběhy signálů pro 3,5 MHz, 7 MHz a 14MHz na výstupu předzesilovače

Zapojení předzesilovače (obr. 3.1) bylo oproti vzorovému [14] modifikováno tak, aby výstupní signál byl co nejméně zkreslen a aby zesilovač měl co možná nejvyrovnanější zisk přes všechny požadované frekvence (obr. 3.2). Zapojení bylo doplněno o obvody pro nastavení a stabilizaci pracovního bodu. Vliv na frekvenční charakteristiku předzesilovače mají zejména vazební kondenzátory mezi jednotlivými stupni a velikost emitorového kondenzátoru v prvním stupni. Celkově má tento stupeň zisk dle simulace 49 dB.

### 3.3 Výkonový stupeň

V této části bude popsán návrh samotného výkonového stupně.

#### 3.3.1 Výběr aktivního prvku

Jako aktivní prvek byl po prostudování dostupných tranzistorů vybrán tranzistor IRF 520, který je mezi dostupnými tranzistory kompromisem mezi odporem kanálu v sepnutém stavu, maximálním napětím *drain – source*, maximálním proudem před *drain* a velikostí vstupní a výstupní kapacity. Veškeré tyto parametry jsou k dispozici v katalogovém listu tranzistoru [15].

#### 3.3.2 Zatížitelnost výkonového prvku

V katalogovém listu tranzistoru [15] výrobce uvádí, že maximální povolená ztráta na tranzistoru při teplotě okolí 25 °C je  $P_{tot} = 60 \text{ W}$ . Tento ztrátový výkon neuvažuje reálné tepelné odpory v cestě chlazení a reálnou kapacitu chladiče. Proto je nejprve potřeba provést výpočet, jak velký ztrátový výkon jsme schopni z pouzdra součástky odvést.

Pro výpočet chladiče používáme následující výpočet:

$$R_{\theta} = \frac{\vartheta_m - \vartheta_a}{P_t} \quad [\text{K } (^\circ\text{C})/\text{W}], \quad (3.1)$$

kde  $R_{\theta}$  je celkový tepelný odpor soustavy,  $\vartheta_m$  je teplota tělesa v [K] či [°C] a  $\vartheta_a$  je teplota okolí v [K] či [°C]. [15] Z literatury a katalogového listu součástky byly dohledány hodnoty tepelných odporů, které budou platit i zde.

- $\vartheta_m = 150 \text{ } ^\circ\text{C}$  [15]
- $\vartheta_a = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$  [15]
- $R_{\theta_{jc}} = 2,5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$  [15]
- $R_{\theta_{ja}} = 62,5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$  [15]
- $R_{\theta_{cs}} = 0,4\text{--}0,9 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$  [16]
- $R_{\theta_{sa}} = 1\text{--}1,3 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$  (hodnota zjištěna jako průměr z hodnot několika běžně prodávaných chladičů)

Pokud tyto hodnoty dosadíme do upraveného vzorce (3.1), obdržíme maximální ztrátový výkon, který jsme schopni ze součástky odvést.

$$P_{Tmax} = \frac{\vartheta_m - \vartheta_a}{R_{\theta}} = \frac{150 - 25}{2,5 + 0,7 + 1} = 29,76 \text{ W}$$

Pro další návrh tedy budeme uvažovat, že z jednoho tranzistoru IRF 520 v pouzdře TO-220 lze bezpečně odvést ztrátový výkon 25 W. Vzhledem k požadovanému

výstupnímu výkonu 20 W, budeme-li uvažovat účinnost výkonového stupně 50 %, musíme použít dva paralelně řazené tranzistory. Bylo by sice možné použít tranzistory v jiném pouzdře a použít jich tak méně, ale zde jsou již vstupní a výstupní kapacity podstatně větší. Dalším důvodem je praktické ověření možnosti paralelního řazení tranzistorů.

### 3.3.3 Napájecí obvody

Jak bylo popsáno v podkapitole 2.1.4 – Pomocné prvky, napájení tranzistoru je nutné realizovat tak, aby bylo zabráněno pronikání vysokofrekvenčního signálu do stejnosměrných napájecích obvodů. To je zajištěno použitím blokovací tlumivky a blokovacího kondenzátoru (viz obr. 2.2).

Kapacitu blokovacího kondenzátoru vypočítáme podle vzorce (2.5) s tím, že reaktance kondenzátoru bude setinová oproti impedanci zdroje či zátěže.

$$C_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^6 \cdot 0,5} = 91 \text{ nF}$$

Jako hodnotu blokovacího kondenzátoru zvolíme nejbližší vyšší vyráběnou hodnotu, v tomto případě bude  $C_B = 100 \text{ nF}$ .

Indukčnost blokovací tlumivky vypočítáme podle vzorce (2.7). Reaktance blokovací tlumivky má být desetinásobkem impedance zdroje či zátěže. Indukčnost blokovací tlumivky pak vychází

$$L_B = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{500}{2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^6} = 22,7 \text{ } \mu\text{H}.$$

Zvolena byla nejbližší vyšší vyráběná indukčnost a to 27  $\mu\text{H}$ .

Přes tyto prvky bude provedeno napájení na *drain* a na *gate* s tím, že předpětí pro *gate* bude stabilizováno lineárním stabilizátorem a vedeno přes nastavitelný napěťový dělič. Paralelně s tímto děličem pak bude zapojen termistor či dioda pro kompenzaci změny proudu přes *drain* v závislosti na změně teploty. Tento prvek je pak nutno umístit co nejbližší k výkonovým tranzistorům. Toto lze také řešit zavedením lokální driftové zpětné vazby. Reálně se provádí tak, že se *source* připojí k zemi přes rezistor. Jeho hodnotu je nutné určit empiricky.

Maximální předpětí přivedené na *gate* by mělo být dle katalogového listu v rozmezí 4-5 V. Tak bude pracovní bod nastaven přibližně do středu lineární části převodní charakteristiky.

### 3.3.4 Vazební kondenzátory

Vzhledem k nutnosti přivádět na *gate* tranzistoru stejnosměrné předpětí (pro nastavení pracovního bodu) a pro nízkofrekvenční oddělení od předchozích stupňů, je nutné před každý *gate* zařadit vazební – oddělovací kondenzátor. Hodnotu kondenzátorů vypočítáme úpravou a dosazením do vzorce (2.5). Jak bylo řečeno výše, reaktance musí být desetinová oproti jmenovité impedanci zdroje signálu pro nejnižší používanou frekvenci.

$$C_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^6 \cdot 5} = 9,1 \text{ nF}$$

Z dostupných vyráběných hodnot vybereme hodnotu nejbližší vyšší, což je v tomto případě  $10\text{ nF}$ .

### 3.3.5 Výstupní transformátor

#### 3.3.5.1 Transformační poměr

Vzhledem k tomu, že tranzistor má v sepnutém stavu velmi nízký odpor (řádově jednotky ohmů) je nutné jej přizpůsobit k požadované výstupní impedanci  $Z_{out} = 50\ \Omega$ . Nejprve je nutno určit výstupní impedanci tranzistoru(ů), abychom byli schopni zjistit potřebný transformační poměr. Postup výpočtu je následující:

Nejprve je potřeba zjistit střední hodnotu proudu tekoucího do výkonového zesilovače. Příkon zesilovače je při uvažování  $50\%$  účinnosti  $40\text{ W}$ .

$$I_S = \frac{P}{U} = \frac{40}{30} \cong 1,33\text{ A}$$

Ze středního proudu lze vypočítat maximální (špičkový) proud tekoucí skrz *drain* tranzistoru. Pro výpočet použijeme přepočtení mezi střední a maximální hodnotou harmonického proudu.

$$I_{D-Smax} = \frac{I_S \cdot \pi}{2} = \frac{1,33 \cdot \pi}{2} = 2,09\text{ A}$$

Výstupní impedanci výkonového stupně pak vypočteme jako podíl napětí dodaného do zátěže (napájecí napětí zmenšené o saturační napětí tranzistoru, které zjistíme z katalogového listu tranzistoru) a maximálního proudu zátěží. Zátěží je v tomto případě myšleno vinutí výstupního transformátoru.

$$Z_1 = \frac{U_{cc} - U_{sat}}{I_{D-Smax}} = \frac{30 - 2}{2,09} = 13,4\ \Omega$$

Pokud takto vypočítanou impedanci spolu s požadovanou výstupní impedancí dosadíme do vzorce (2.6), vypočítáme žádaný transformační poměr.

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} = \sqrt{\frac{50}{13,4}} \cong 2$$

To znamená, že vinutí výstupního transformátoru budou v poměru 1:2.

#### 3.3.5.2 Návrh výstupního transformátoru

Výstupní transformátor je zpravidla realizován na feritovém jádře. Tvar jádra lze volit různý, nicméně nejčastěji se používá toroidních jader.

Pro návrh a jeho ověření je nutné znát indukčnosti obou cívek. Indukčnosti obou cívek musí být natolik velké, aby se neprojevíly – nezatěžovaly připojené obvody. Zde vyjdeme z pravidla pro výpočet blokovací tlumivky (viz. podtéma 2.1.4.2 Blokovací tlumivka), že reaktance cívky by měla být oproti připojené impedanci desetinásobná. Potom po dosazení do vzorce (2.7) zjistíme požadovanou indukčnost primárního vinutí.



$$L_1 = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{134}{2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^6} = 6,09 \mu H$$

Z tohoto výpočtu vyplývá, že primární vinutí má indukčnost  $6,09 \mu H$  a sekundární vinutí má pak dvojnásobný počet závitů o indukčnosti  $22,7 \mu H$ .

Pro konkrétní realizaci bylo zvoleno jádro AMIDON FT 140 – 43. Činitel indukčnosti tohoto jádra je roven  $A_L = 0,952 \mu H/z^2$ . Indukčnost takto realizovaného transformátoru není přesně úměrná činiteli indukčnosti a počtu závitů, ale klesá s rostoucí frekvencí. Pro materiál 43 jsou koeficienty následující

$$k_{3,5MHz} = 0,8 \quad [17],$$

$$k_{7MHz} = 0,3 \quad [17],$$

$$k_{14MHz} = 0,12 \quad [17].$$

Pro primární vinutí byly zvoleny tři závity a pro sekundární vinutí pak šest závitů, což po uvážení výše zmíněných koeficientů odpovídá následujícím indukčnostem

$$f = 3,5 MHz: \quad L_1 = 6,56 \mu H \quad L_2 = 27,4 \mu H,$$

$$f = 7 MHz: \quad L_1 = 2,57 \mu H \quad L_2 = 10,28 \mu H,$$

$$f = 14 MHz: \quad L_1 = 1,02 \mu H \quad L_2 = 4,11 \mu H.$$

Takto navržený transformátor splňuje veškeré výše zmíněné teoretické požadavky.

### 3.3.6 Vstupní transformátor

Vzhledem k tomu, že tento typ tranzistoru má velmi velký vstupní odpor. Tak majoritní část vstupní impedance tvoří kapacitní reaktance elektrody *gate*. V katalogovém listu tranzistoru je uvedeno, že vstupní kapacita jednoho tranzistoru je  $C_{in} = 360 pF$ . Pro dva paralelně řazené tranzistory bude pak tato kapacita  $C'_{in} = 0,72 nF$ . Pokud tuto kapacitu dosadíme do vzorce (2.5), zjistíme, že pro frekvenci  $3,5 MHz$  je vstupní impedance

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,5 \cdot 10^6 \cdot 0,72 \cdot 10^{-9}} = 63 \Omega$$

Pro frekvenci  $14 MHz$  vychází vstupní impedance na  $15,8 \Omega$ . Pokud tyto dvě hodnoty postupně dosadíme do vzorce (2.6), zjistíme, že transformační poměr vychází v rozmezí 0,9–1,8. Dále je třeba uvážit, že na vstupní impedanci bude mít ještě vliv Millerova kapacita (kapacita *drain – gate*), která v konečném důsledku zvýší vstupní kapacitu. Proto zvolíme spíše vyšší transformační poměr z vypočítaného rozsahu. V našem případě bude vyhovovat poměr 2:1.

Indukčnost cívek pak můžeme použít z výpočtu výstupního transformátoru, jelikož frekvence se nemění.

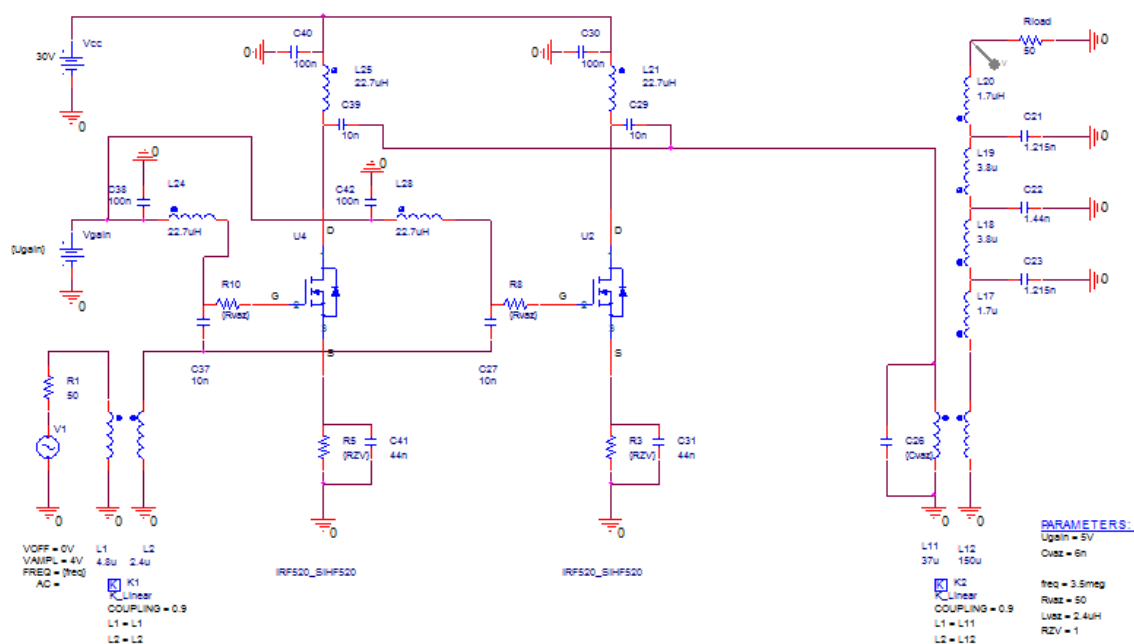
- Primární cívka:  
2·n závitů  $\approx 22,7 \mu H$
- Sekundární cívka:  
n závitů  $\approx 5,7 \mu H$

Vzhledem k minimálním proudům tekoucím transformátorem lze motat cívky vodičem o malém průřezu.

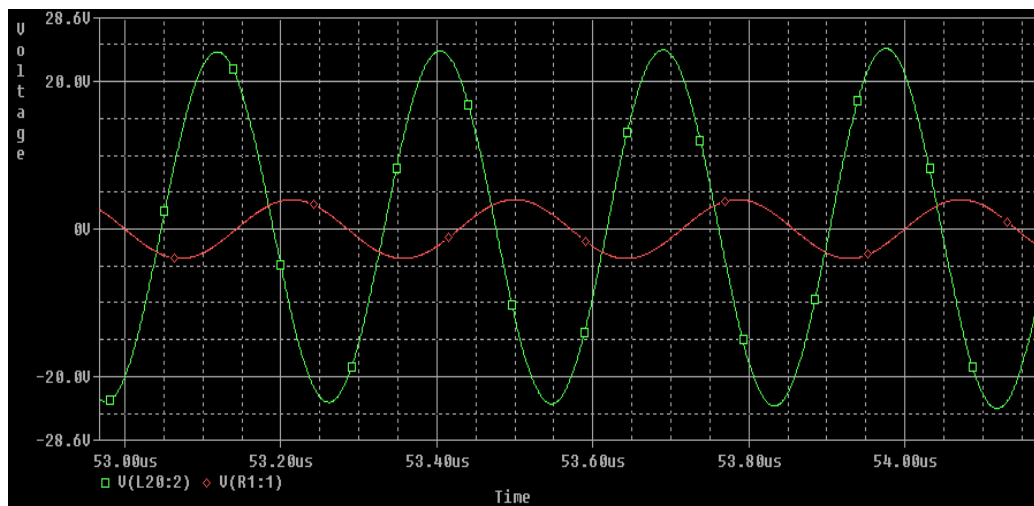
Pro konkrétní realizaci bylo zvoleno jádro AMIDON FT 82 – 43. Činitel indukčnosti tohoto jádra je roven  $A_L = 0,557 \mu H/z^2$ . Vzhledem k nízkému činiteli indukčnosti budou použity dvě jádra položená na sebe. Průřez jádra se zdvojnásobí a totéž platí i pro činitel indukčnosti. Stejně jako v předchozím návrhu je nutno uplatnit koeficienty pro dané pracovní frekvence. [17] Pro primární vinutí byly zvoleny tři závitů a pro sekundární vinutí pak šest závitů, což po uvážení výše zmíněných koeficientů odpovídá následujícím indukčnostem

$f = 3,5 \text{ MHz}$ :	$L_1 = 8,24 \mu H$	$L_2 = 32,1 \mu H$ ,
$f = 7 \text{ MHz}$ :	$L_1 = 3,1 \mu H$	$L_2 = 12,03 \mu H$ ,
$f = 14 \text{ MHz}$ :	$L_1 = 1,23 \mu H$	$L_2 = 4,81 \mu H$ .

### 3.3.7 Ověření funkce návrhu



Obr. 3.3: Simulace teoretického návrhu zesilovače



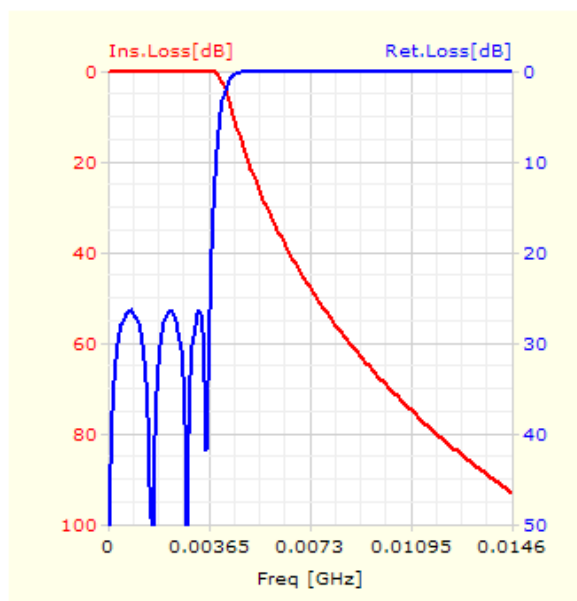
Obr. 3.4: Vstupní a výstupní signál zesilovače 3,5 MHz

Funkce navrženého výkonového stupně byla ověřena v prostředí OrCad Capture. Simulace teoreticky navrženého zesilovače (viz obr. 3.3) po odladění poskytovala zisk okolo 15 dB, jak lze odečíst z grafu (viz obr. 3.4). Průběhy pro vyšší frekvence byly velmi podobné, a proto nejsou uvedeny.

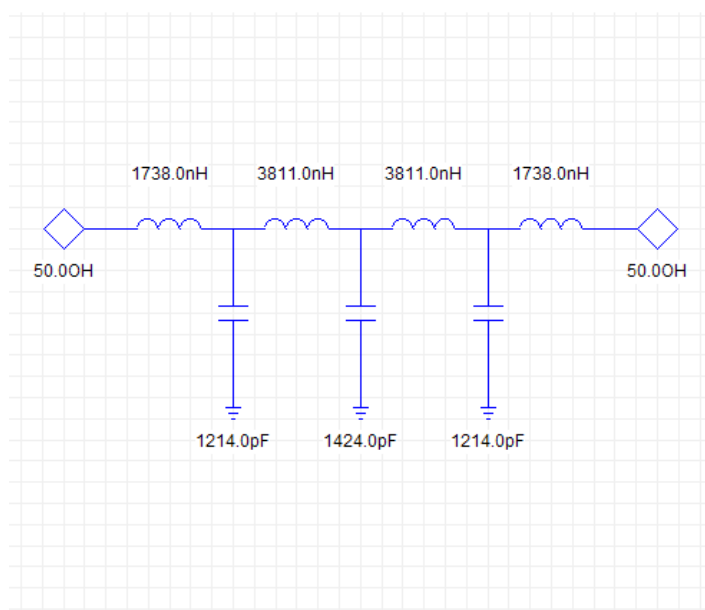
### 3.4 Výstupní filtry

Výstupní filtry jsou typu dolní propust. Pro dostatečné potlačení vyšších harmonických byla zvolena Chebysheva aproximace a sedmý řád filtru. Filtry jsou navrhovány pro impedanci 50  $\Omega$ . Vzhledem k výkonu 30 W není nutné příliš předdimenzovávat jednotlivé komponenty filtru. Pokud budeme uvažovat maximální výkon 30 W a zátěž 50  $\Omega$ , pak se na kondenzátorech objevuje napětí 38,7 V<sub>ef</sub> a indukčnostmi protéká proud 0,8 A.

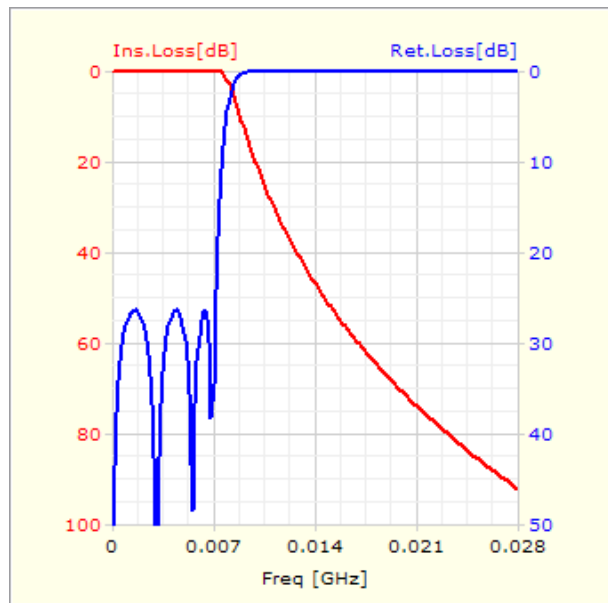
Níže na obrázcích (3.5) až (3.10) jsou zobrazena schémata a přenosové charakteristiky jednotlivých filtrů. Návrh filtrů byl proveden za pomoci programu Ansoft Designer v2. Mezní frekvence byly voleny mírně vyšší (konkrétně 3,6 MHz, 7,1 MHz a 14,1 MHz).



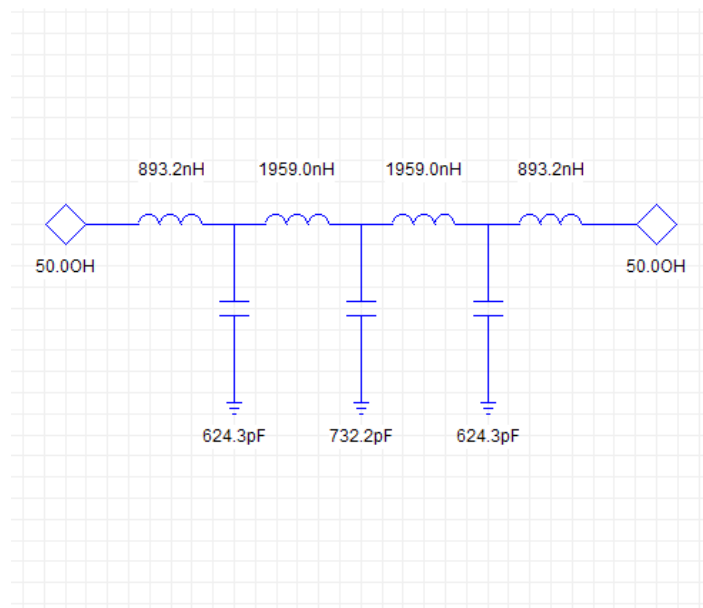
Obr. 3.5: Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz



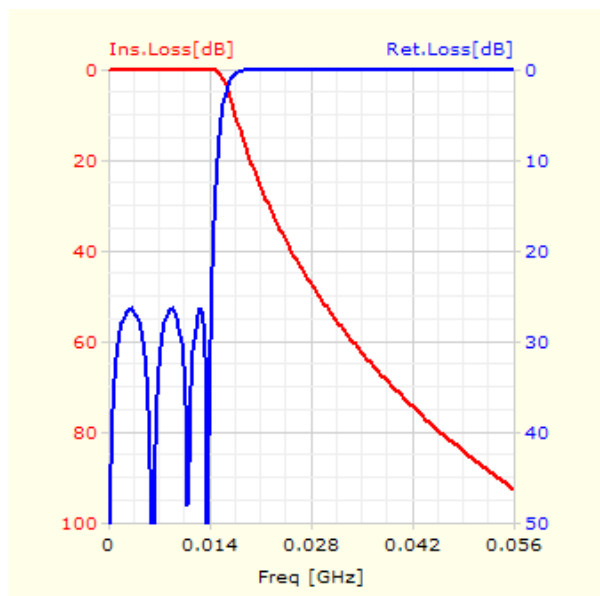
Obr. 3.6: Schéma zapojení filtru 3,5 MHz



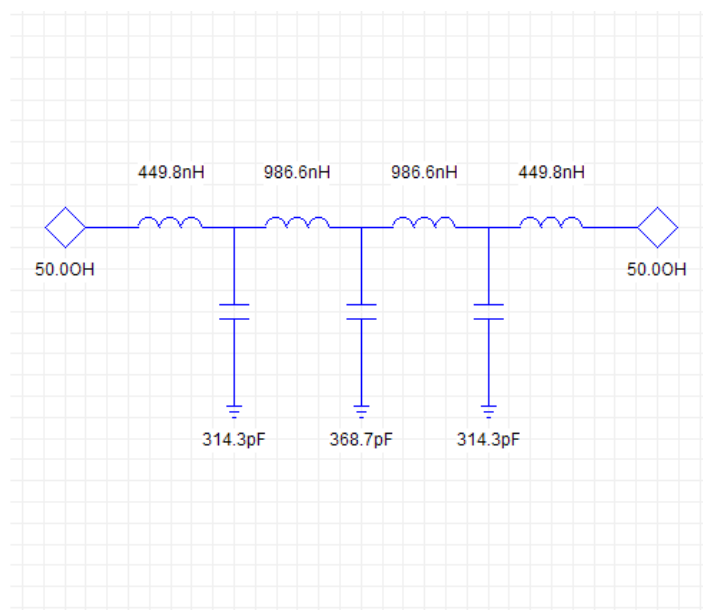
Obr. 3.7: Přenosová charakteristika filtru 7 MHz



Obr. 3.8: Schéma zapojení filtru 7 MHz

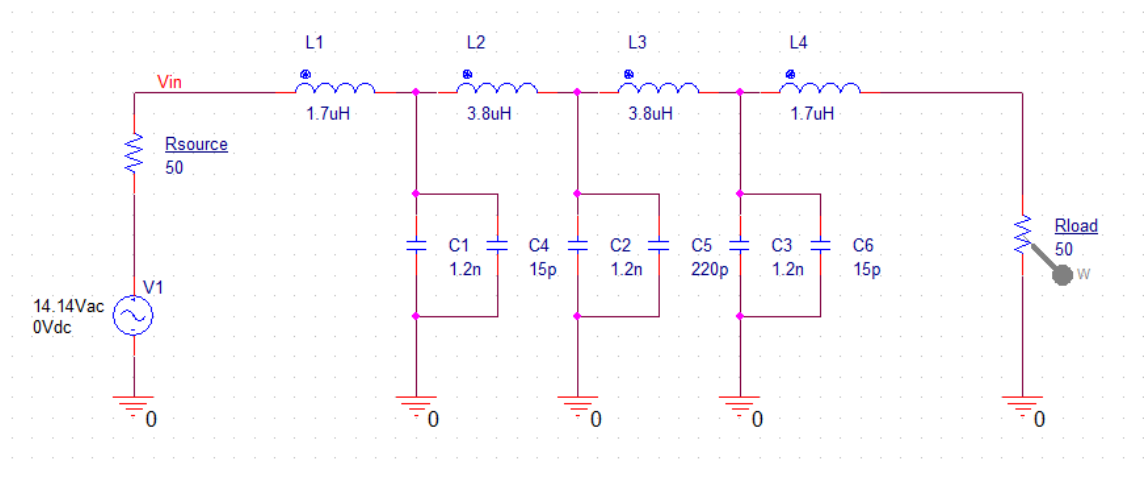


Obr. 3.9: Přenosová charakteristika filtru 14 MHz

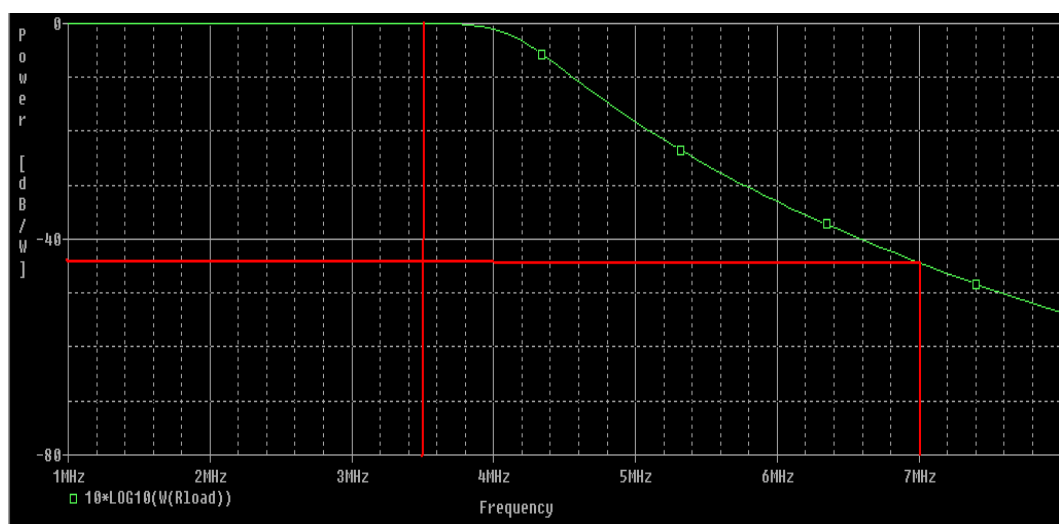


Obr. 3.10: Schéma zapojení filtru 14 MHz

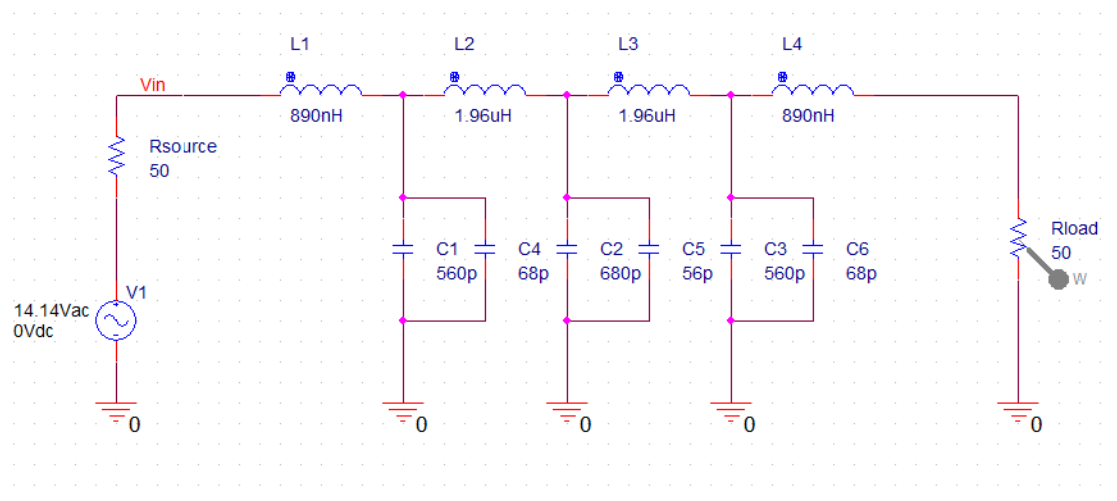
Přenosové charakteristiky filtrů sice odpovídají našim požadavkům, ale hodnoty jednotlivých součástek leží mimo běžně vyráběné řady. Z tohoto důvodu byla provedena optimalizace zapojení v prostředí OrCad Capture a hodnoty jednotlivých prvků byly zkombinovány z běžně dostupných hodnot součástek. Výsledné hodnoty součástek a přenosové charakteristiky jsou patrné z obrázků (3.11) až (3.16).



Obr. 3.11: Schéma zapojení filtru 3,5 MHz



Obr. 3.12: Přenosová charakteristika filtru 3,5 MHz s vyznačenou druhou harmonickou

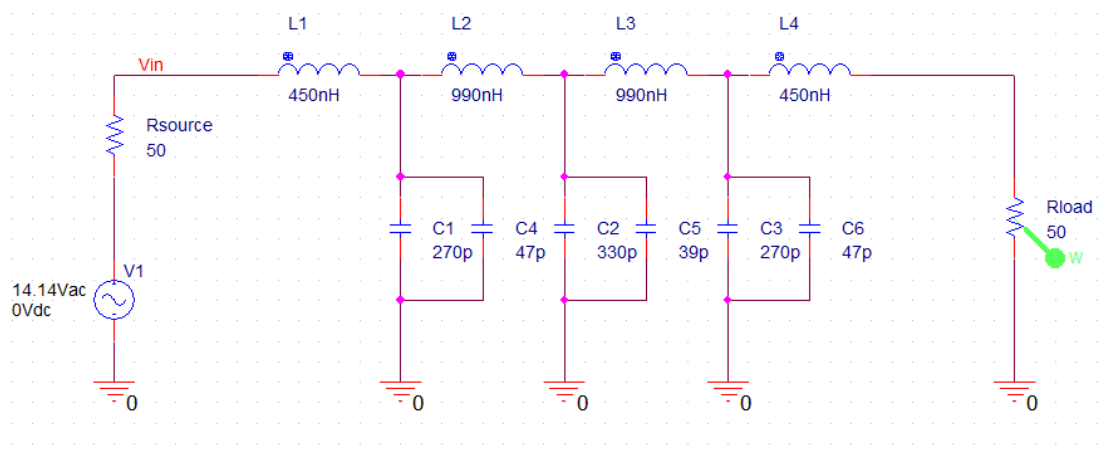


Obr. 3.13: Schéma zapojení filtru 7 MHz



Obr. 3.14: Přenosová charakteristika filtru 7 MHz s vyznačenou druhou harmonickou





Obr. 3.15: Schéma zapojení filtru 14 MHz



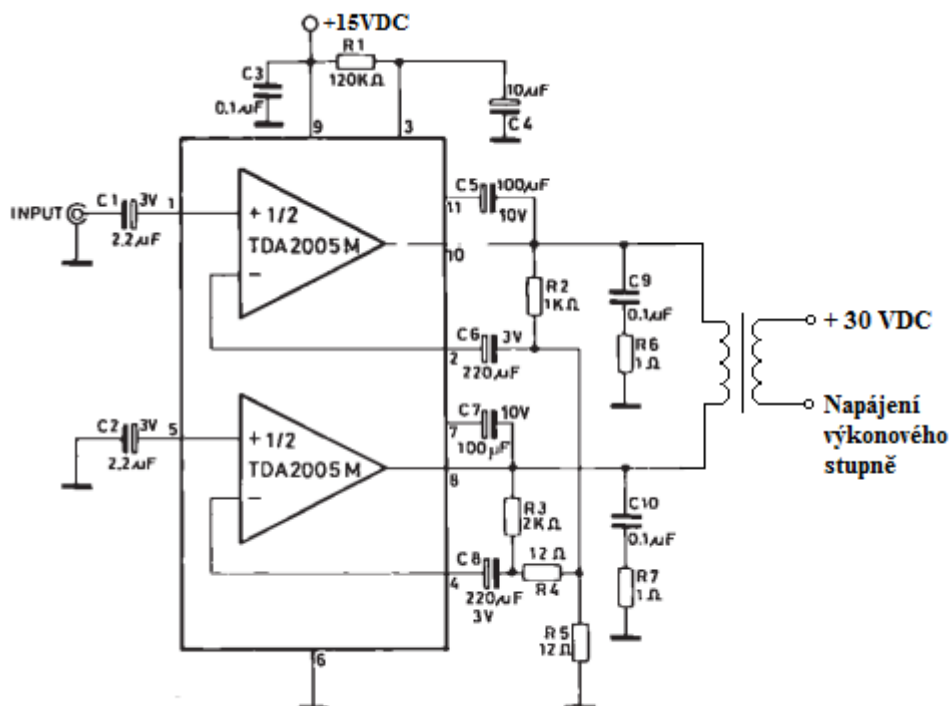
Obr. 3.16: Přenosová charakteristika filtru 14 MHz s vyznačenou druhou harmonickou

## 3.5 Modulátor

V této části bude popsán návrh kolektorového amplitudového modulátoru. Samotný modulátor se sestává ze dvou částí. Modulačního zesilovače a modulačního transformátoru, jenž je svým sekundárním vinutím zařazen sériově do napájení výkonového stupně.

### 3.5.1 Modulační zesilovač

Jak bylo popsáno v podkapitole 2.3.2 – Pro výkon nosné  $P_o = 20 \text{ W}$  potřebujeme nízkofrekvenční modulační signál o výkonu alespoň  $P_{mod} = 10 \text{ W}$ . Pro naše účely bude použito běžně dostupného obvodu TDA 2005 v katalogovém zapojení (viz obr. 3.17), který poskytuje dostatečně velký modulační výkon. [18]



Obr. 3.17: Schéma modulačního zesilovače [18]

### 3.5.2 Modulační transformátor

Pro návrh modulačního transformátoru je nutno znát požadovanou impedanci primárního vinutí. Dle [18] je  $P_{out} = 10 \text{ W}$  při zátěži  $L = 4 \Omega$ . Což po elementárním přepočtu za použití Ohmova zákona odpovídá  $U = 6,32 \text{ V}$  a  $I = 1,58 \text{ A}$ .

Vzhledem ke skutečnosti, že jádro transformátoru bude přemagnetizováno stejnosměrným proudem tekoucím do *drain* tranzistorů. Je nutno dle zkušenosti uvažovat s maximálním možným sycením  $B_{max} = 0,6 \text{ T}$ . Potřebný počet závitů na 1 V pak pro transformátorové plechy typu E – I odpovídá

$$N_{1V} = \frac{45}{B \cdot S_{Fe}} \quad [-], \quad (3.2)$$

kde  $N_{1V}$  je počet závitů na 1 V,  $B$  je sycení jádra v  $[T]$  a  $S_{Fe}$  je průřez sloupku transformátoru v  $[cm^2]$ . [19] Z (3.2) vypočítáme, že pro primární vinutí, pro transformátor o velikost E20, potřebujeme 119 závitů. Sekundární vinutí je úměrné požadovanému napětí a to je vzhledem k napájecímu napětí  $U_{cc} = 30 \text{ V}$  a požadované hloubce modulace  $m = 100 \%$  rovno  $U_{sek} = 21,2 \text{ V}$ . Za použití (3.2) zjistíme, že sekundární vinutí bude mít 418 závitů.

Maximální předpokládaný proud primárním i sekundárním vinutím bude okolo  $1,6 \text{ A}$  což při uvažované proudové hustotě  $2,5 \text{ A/mm}^2$  dovoluje použít průřez drátu  $S = 0,6 \text{ mm}^2$ .

## 4 PRAKTICKÁ REALIZACE

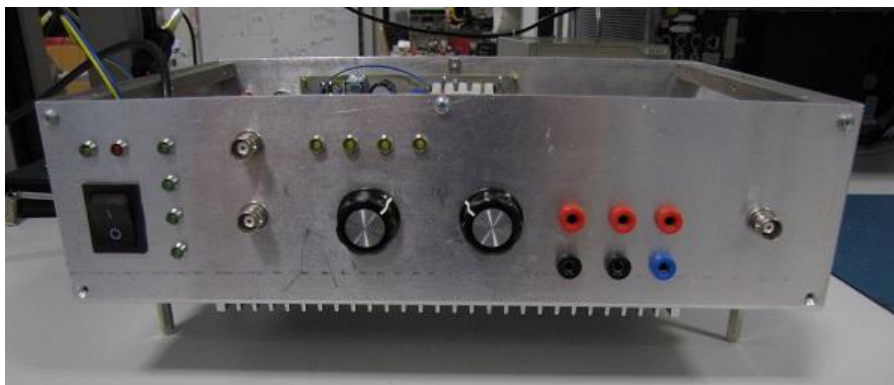
V této části bude prezentován realizovaný zesilovač.

Jak bylo zmíněno v podtématu 1.2 – Diskuze zadání, je třeba při návrhu počítat s tím, že se jedná o laboratorní přípravek pro výuku studentů. Od tohoto požadavku vyplynula i samotná konstrukce přípravku.

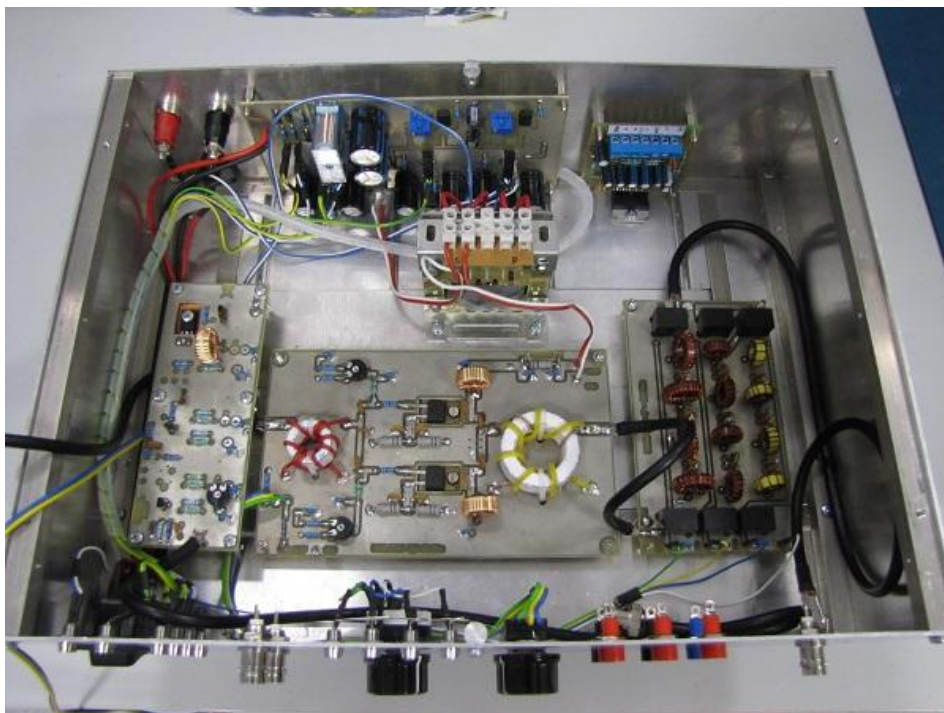
Celé zařízení je vestavěno do masivního hliníkového šasi. Veškeré ovládací prvky jsou umístěny na předním panelu (viz obr. 4.1). Napájení zesilovače je realizováno pomocí zdírek na zadním panelu. Přístroj je vybaven hlavním vypínačem, indikací zapnutí a správné polarity napájení, indikací přítomnosti provozních napětí přepínačem frekvenčních pásem s indikací, vysokofrekvenčním vstupem a výstupem, nízkofrekvenčním vstupem a zdírkami pro měření předpětí pro nastavení pracovního bodu, napájecího proudu a napětí. Dále má přístroj vestavěnu tepelnou ochranu a ochranu proti nepřizpůsobené zátěži.

Celé zapojení je realizováno blokově (viz obr. 4.2) a šasi je z vrchní strany překryto plexisklem. Díky tomuto řešení mohou studenti snáze pochopit funkce a zapojení jednotlivých bloků.

Veškeré desky plošných spojů byly realizovány jako oboustranné s jednou stranou jako zem. Kde to bylo možné, tam byly napájecí obvody vysokofrekvenčně zablokovány pomocí kondenzátorů. Veškeré napájecí kabely jsou buď stíněné, nebo jsou chráněny proti vysokofrekvenčním napětím navlečením feritových perel. Tato koncepce přispívá k lepším vlastnostem a stabilitě přípravku.



Obr. 4.1: Přední panel zesilovače



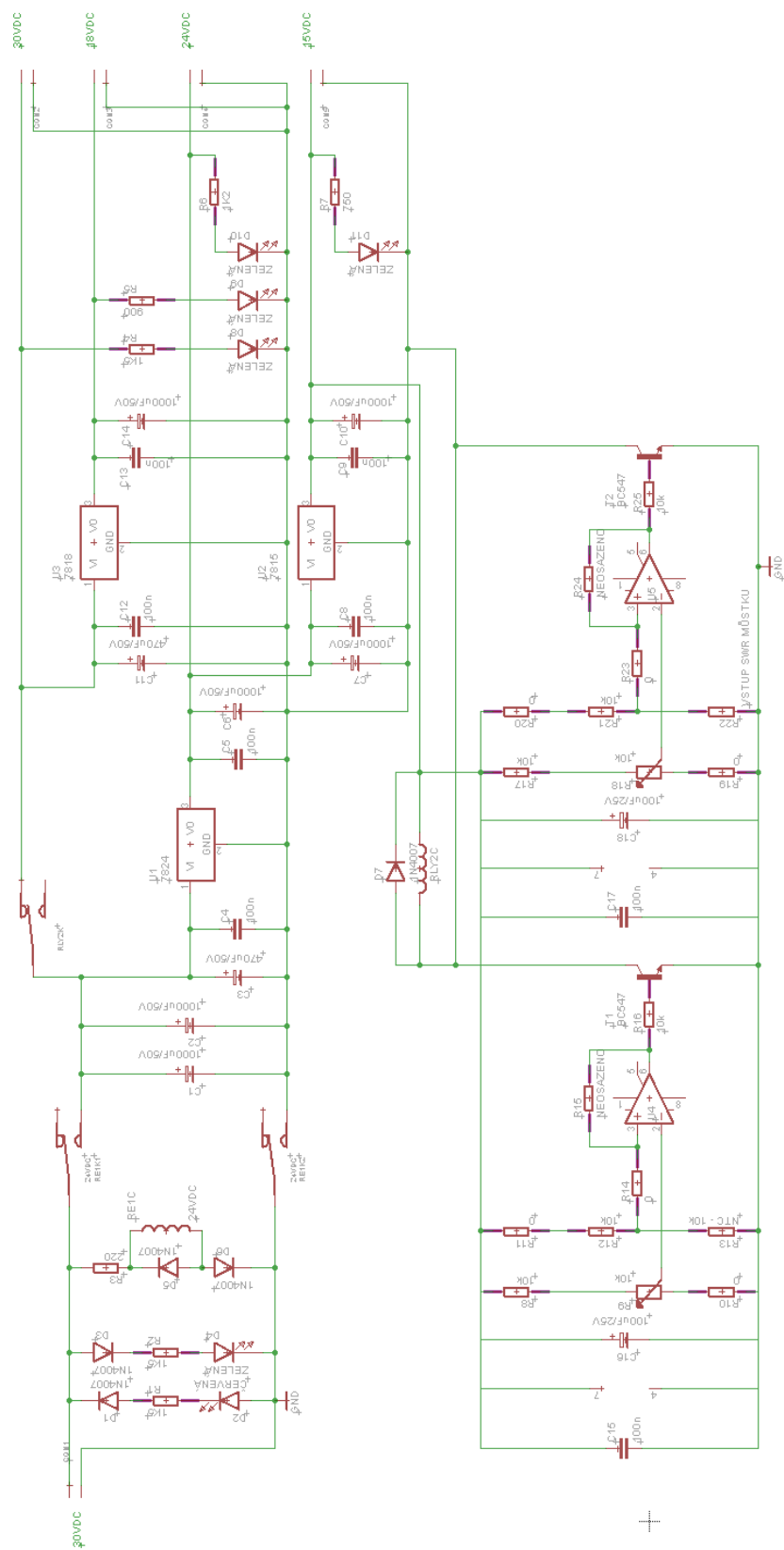
Obr. 4.2: Blokové uspořádání přípravku

## 4.1 Napájecí obvody

Tento blok zajišťuje napájení celého zesilovače. Obsahuje ochranu proti přepólování napájení, tři lineární stabilizátory napětí (24 V pro blok filtrů, 18 V pro modulátor a 15 V pro předzesilovač a hlavní zesilovač). Dále blok obsahuje dva komparátory s obvodem TL071 tvořící ochranu proti přehřátí zesilovače a proti nevhodné zátěži zesilovače, které při překročení mezních hodnot odpojí napájecí napětí hlavního *vf* a *nf* zesilovače (viz obr. 4.3 a obr. 4.4).



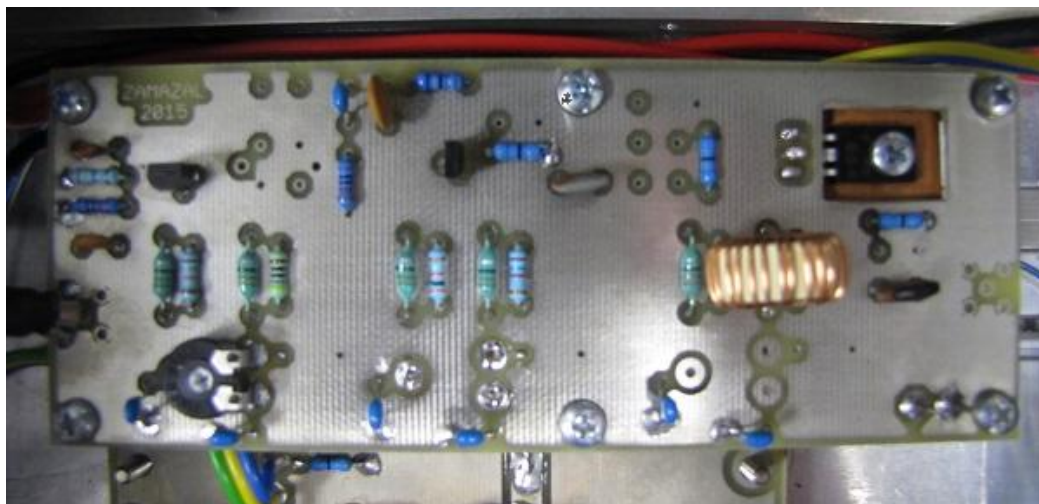
Obr. 4.3: Modul napájecích obvodů



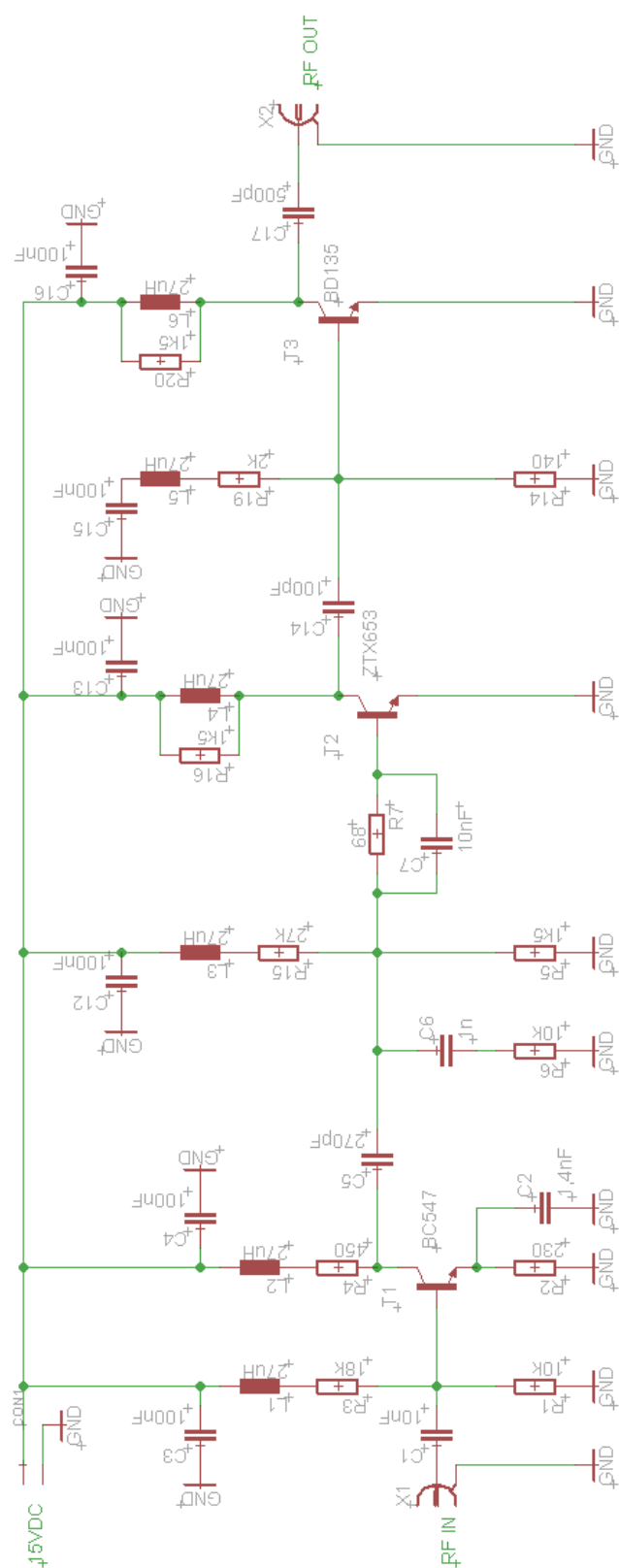
Obr. 4.4: Celkové schéma zapojení napájecích obvodů

## 4.2 Vstupní předzesilovač

Jak bylo popsáno výše, předzesilovací modul je konstruován jako třístupňový s pevně nastavenou třídou. Pracuje v lineárním režimu a je napájen napětím 15 V. (viz obr. 4.5 a obr. 4.6).



Obr. 4.5: Modul předzesilovače

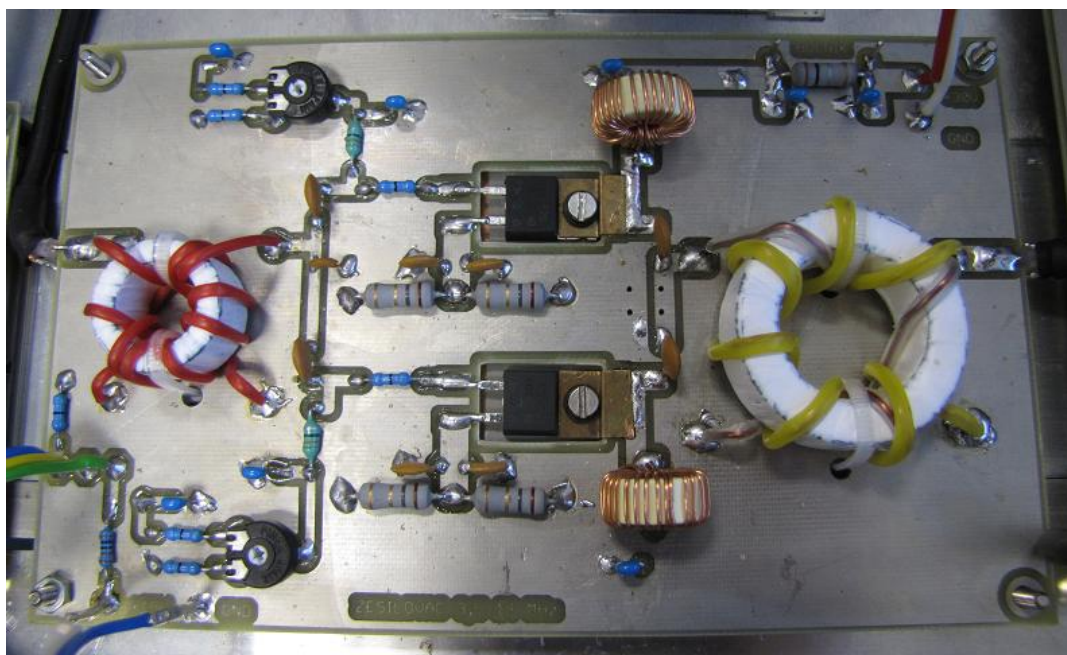


Obr. 4.6: Celkové zapojení předzesilovače



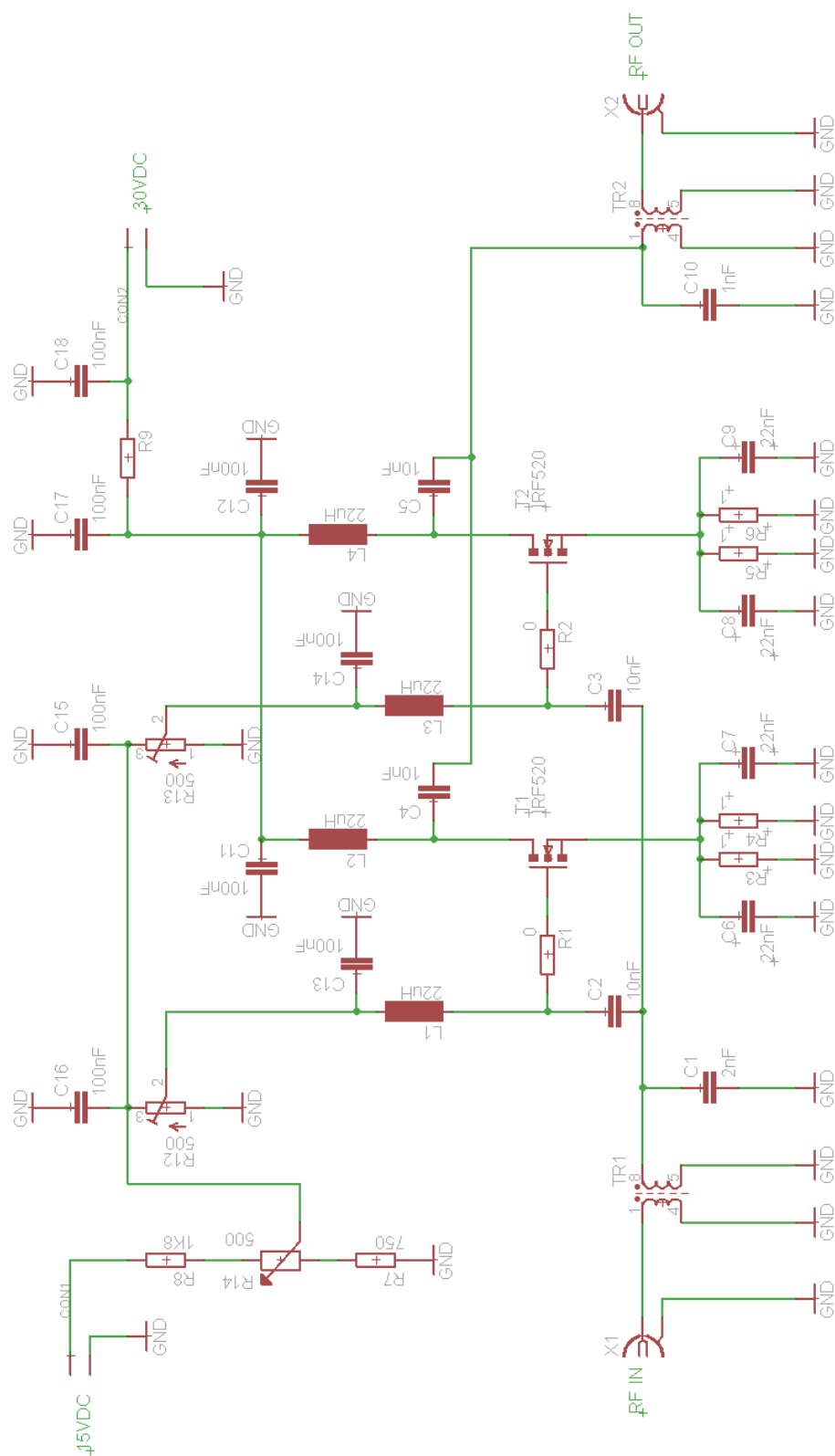
### 4.3 Zesilovač

Zapojení zesilovače je prakticky shodné s modelem v OrCad Capture. Zesilovač je napájen napětími 15 V a 30 V. Původní zapojení bylo modifikováno o prvky pro nastavení pracovní třídy (předpětí *gate* 0-5 V) a o proudový bočník ( $R_B = 0,1 \, \Omega$ ), na němž lze měřit proud tekoucí do hlavního bloku zesilovače (viz obr. 4.8). Zdiřky pro měření předpětí *gate*, napájecího napětí a proudu jsou vyvedeny na přední panel laboratorního přípravku. Mechanické provedení zesilovače včetně uchycení tranzistorů a provedení transformátorů je jasné z fotografie níže (viz obr. 4.7). Tranzistory jsou izolovaně přišroubovány přes silikonovou podložku k zafrézovanému měděnému bloku, který lépe rozprostře ztrátové teplo zesilovače.



Obr. 4.7: Modul zesilovače

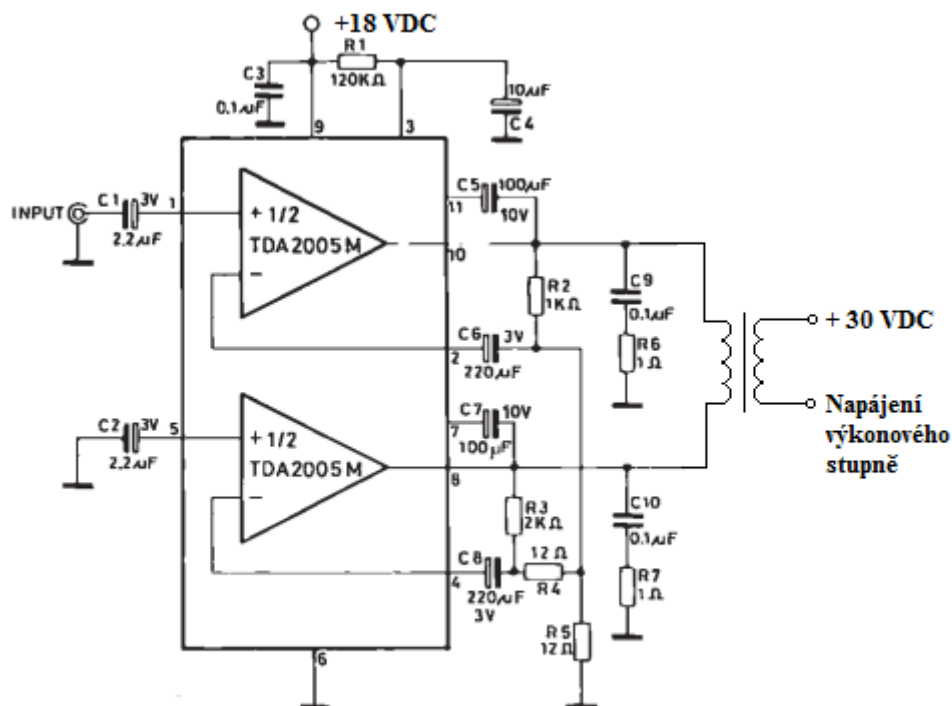




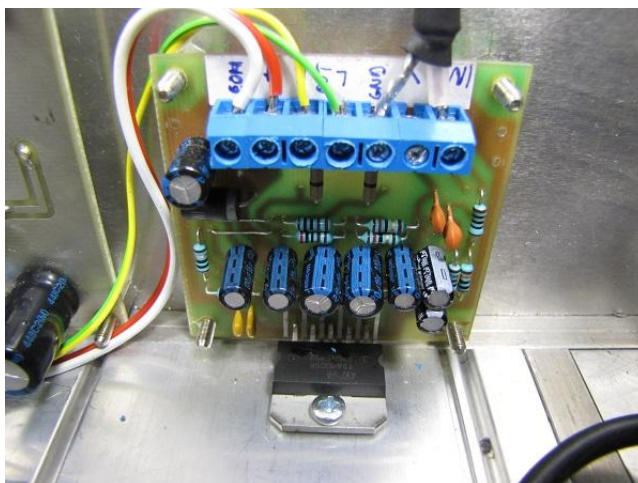
Obr. 4.8: Celkové zapojení zesilovače

## 4.4 Modulátor

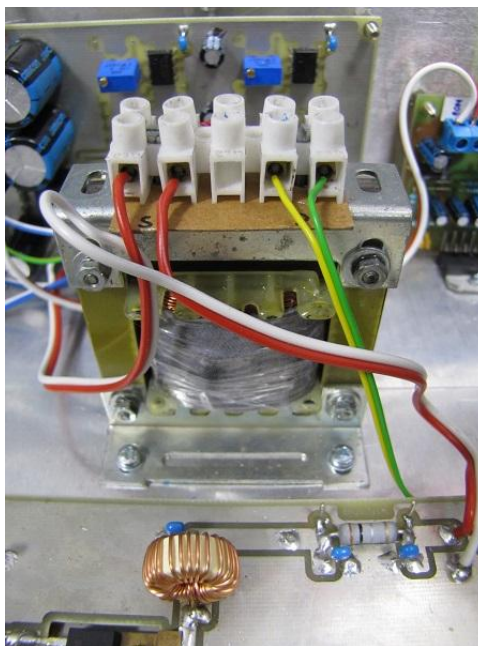
Jak bylo popsáno výše, modulátor je realizován obvodem TDA2005 v katalogovém zapojení [18] a je napájen 18 V (viz obr. 4.9 a obr. 4.10). Modulační transformátor byl ručně navinut na jádře o velikosti E20 (viz obr. 4.11).



Obr. 4.9: Celkové zapojení modulačního zesilovače [18]



Obr. 4.10: Modul modulačního zesilovače



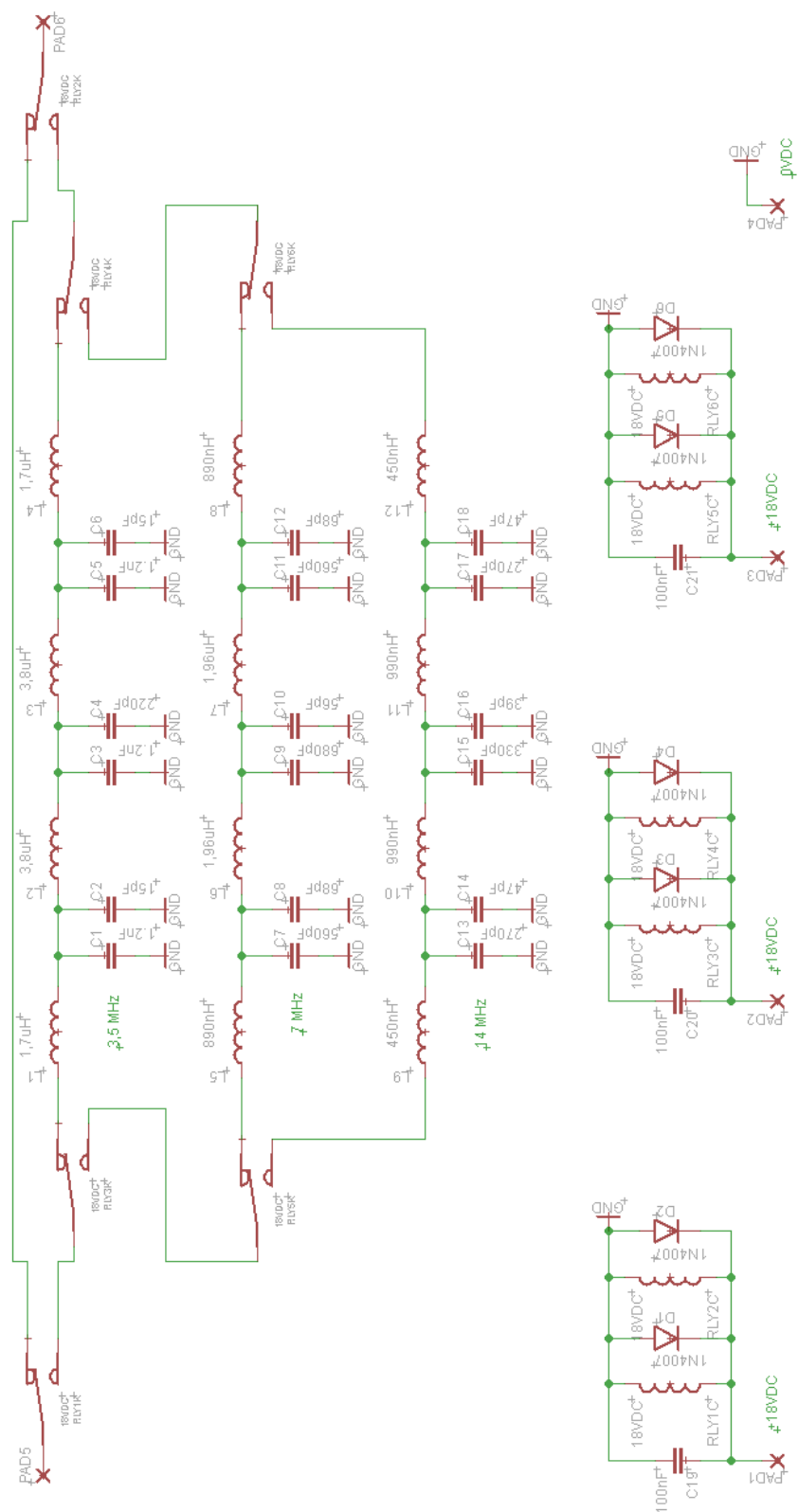
Obr. 4.11: Modulační transformátor

## 4.5 Výstupní filtry

Výstupní filtry jsou realizovány dle teoretického návrhu. Pro indukčnosti byla použita železoprachová jádra AMIDON T 50 – 2, T 60 – 2, T 50 – 6. Přesné počty závitů byly určeny empiricky měřením (viz obr. 4.12 a obr. 4.13).



Obr. 4.12: Výstupní filtry



Obr. 4.13: Celkové zapojení modulu filtrů

## 4.6 Reálně dosažené parametry přípravku

V této části budou prezentovány reálně změřené vlastnosti prezentovaného laboratorního přípravku. Pro účely měření signálu byl použit útlumový článek, u kterého byly změřeny následující hodnoty útlumu:

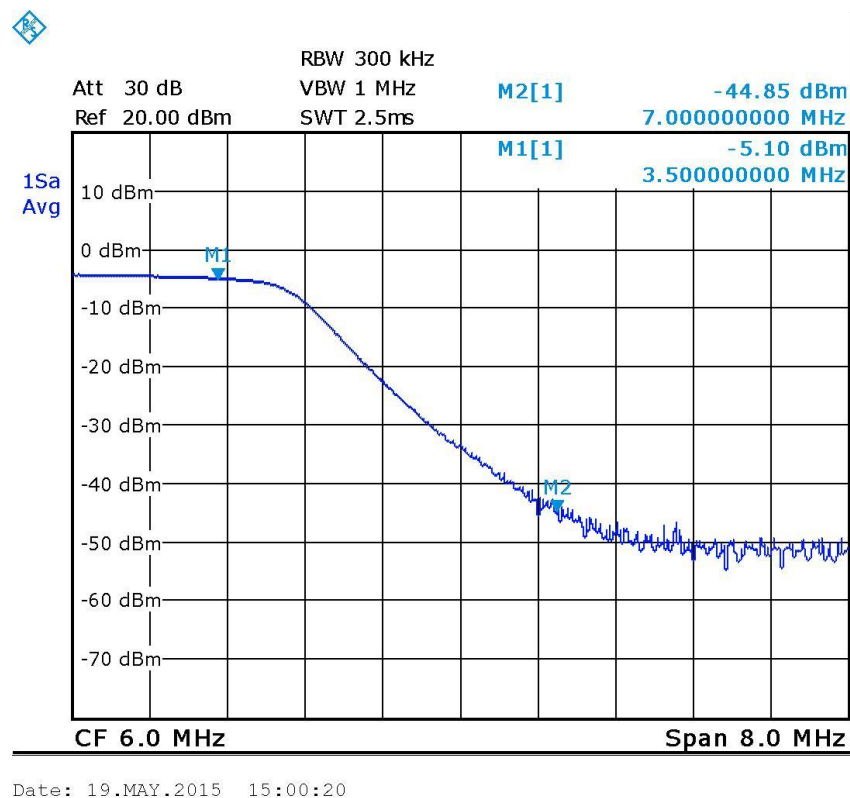
$$f = 3,5 \text{ MHz:} \quad L_{3,5 \text{ MHz}} = 14,8 \text{ dB},$$

$$f = 7 \text{ MHz:} \quad L_{7 \text{ MHz}} = 20 \text{ dB},$$

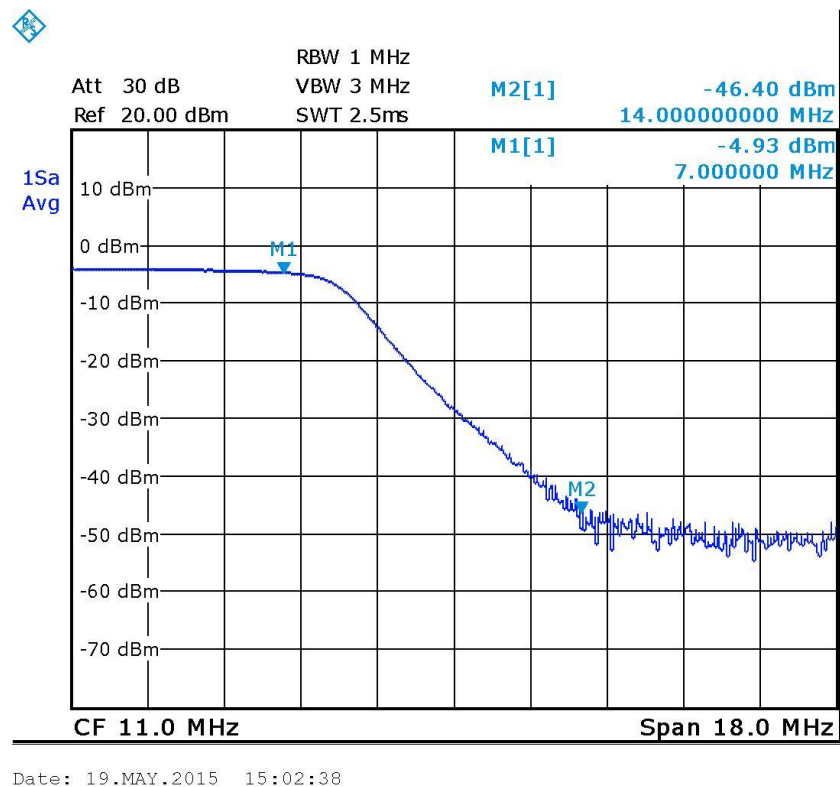
$$f = 14 \text{ MHz:} \quad L_{14 \text{ MHz}} = 26,1 \text{ dB}.$$

### 4.6.1 Filtry

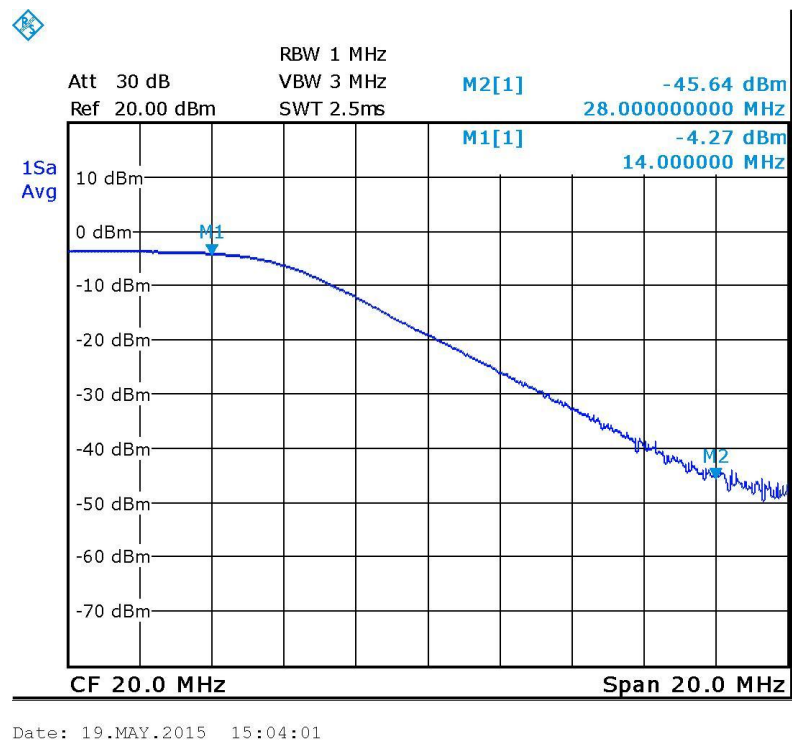
Parametry jednotlivých filtrů jsou velmi dobré a takřka se neliší od teoretického návrhu (viz obr. 4.14 – obr. 4.16). Potlačení druhé harmonické je u všech filtrů lepší než 40 dB.



Obr. 4.14: Filtr 3,5 MHz



Obr. 4.15: Filtr 7 MHz



Obr. 4.16: Filtr 14 MHz

### 4.6.2 Předzesilovač

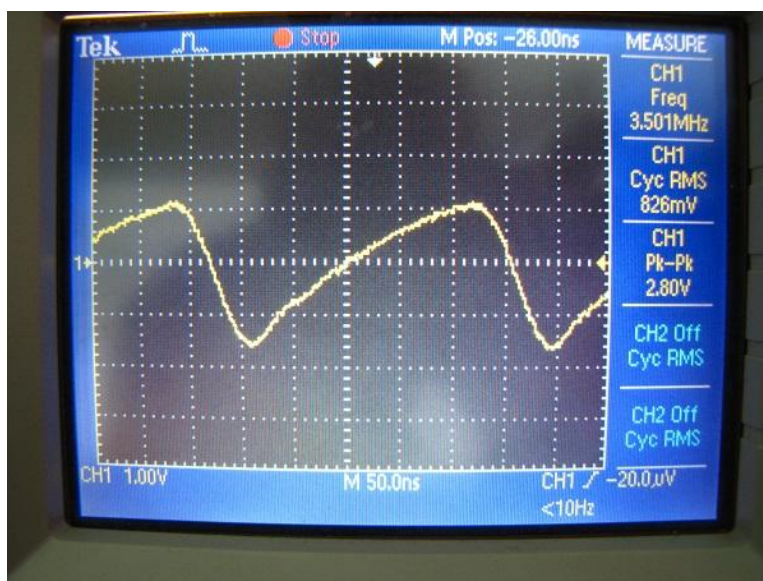
Realizovaný vzorek předzesilovače nemá oproti simulaci tak dobře vyrovnanou frekvenční charakteristiku (zisk není konstantní přes všechny zvolené frekvence. Předzesilovač byl buzen výkonem  $P_{IN} = -26 \text{ dBm}$ . Při buzení vyšším výkonem již začíná zesilovač silně zkreslovat. Za těchto podmínek se podařilo dosáhnout následujících hodnot zesílení:

$f = 3,5 \text{ MHz}$ :	$G_{3,5 \text{ MHz}} = 52,4 \text{ dB}$	$P_{OUT} = 26,4 \text{ dBm}$ ,
$f = 7 \text{ MHz}$ :	$G_{7 \text{ MHz}} = 50,4 \text{ dB}$	$P_{OUT} = 24,4 \text{ dBm}$ ,
$f = 14 \text{ MHz}$ :	$G_{14 \text{ MHz}} = 48,4 \text{ dB}$	$P_{OUT} = 21,4 \text{ dBm}$ .

Vzhledem k předpokládanému zesílení  $49 \text{ dB}$  se jeví předzesilovač jako velmi dobrý.

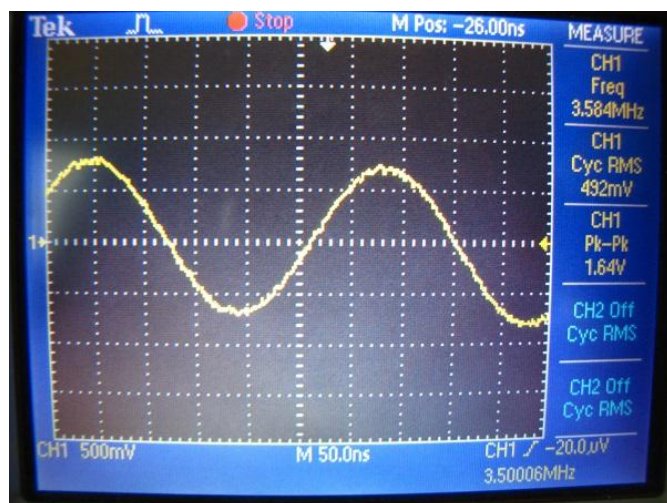
### 4.6.3 Zesilovač

V této stati budou prezentovány reálně změřené vlastnosti celkového zesilovače (předzesilovač + zesilovač + filtry).

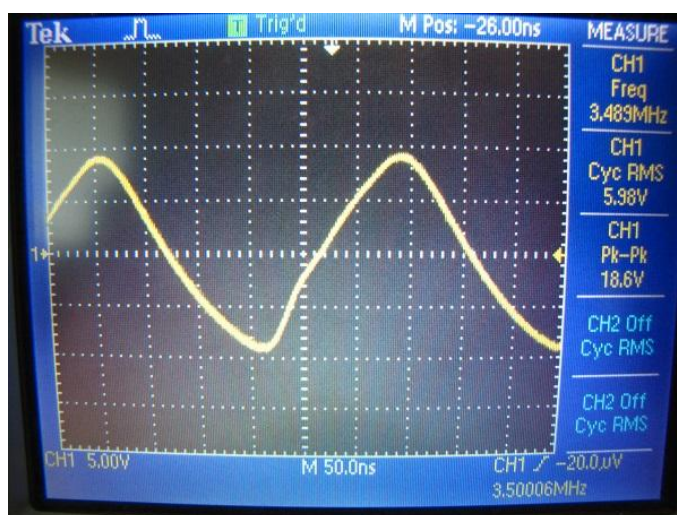


Obr. 4.17: Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída C – bez filtru

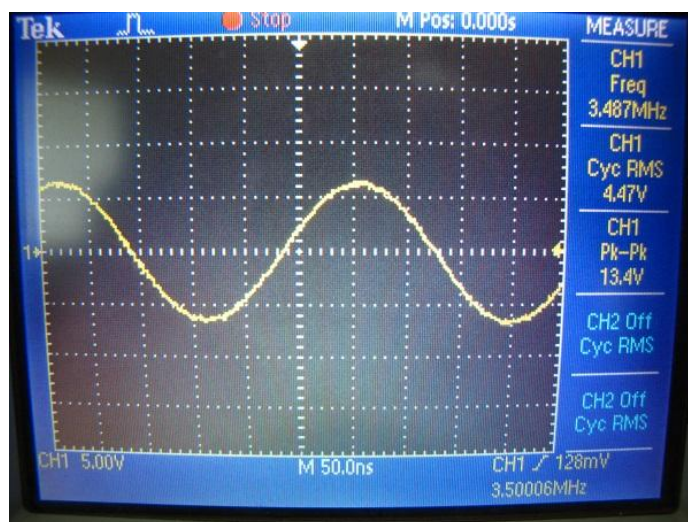




Obr. 4.18: Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída C – s filtrem

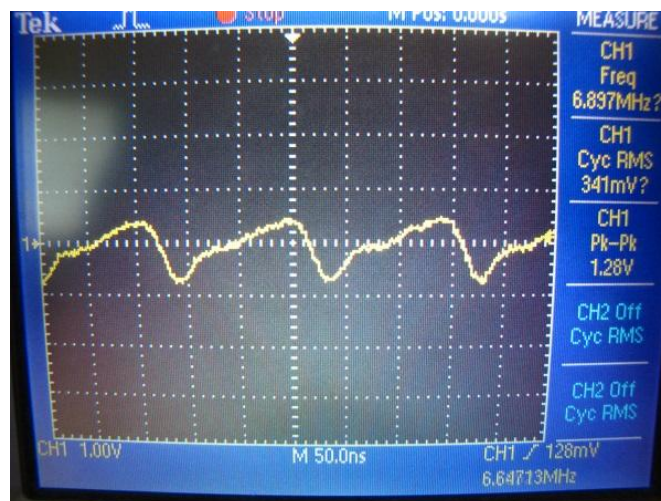


Obr. 4.19: Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída A – bez filtru

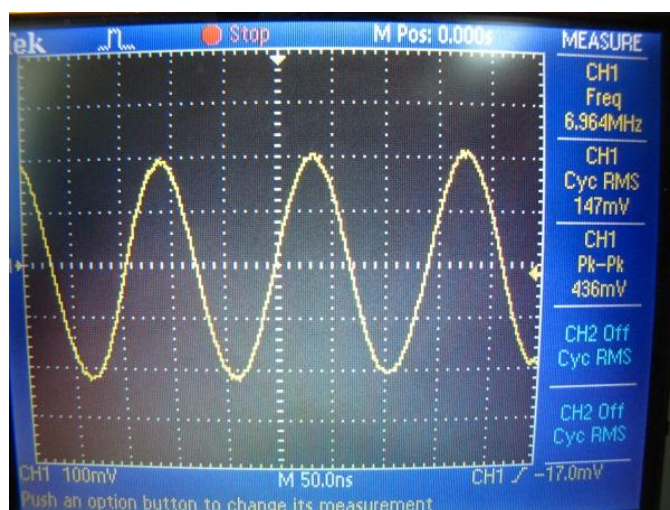


Obr. 4.20: Výstupní signál zesilovače 3,5 MHz – třída A – s filtrem

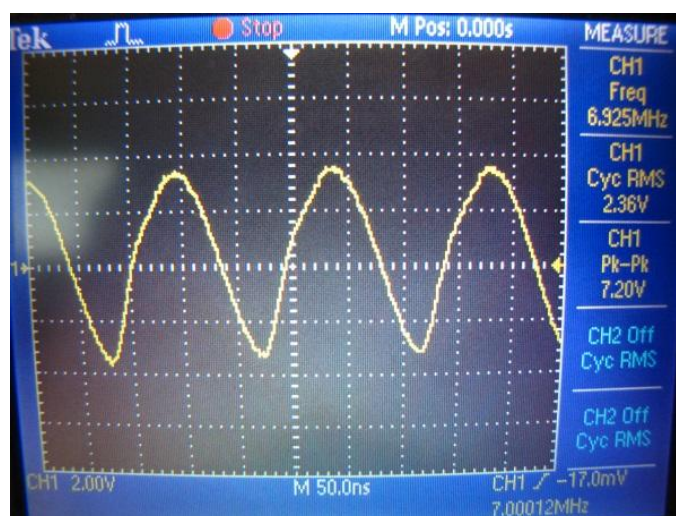




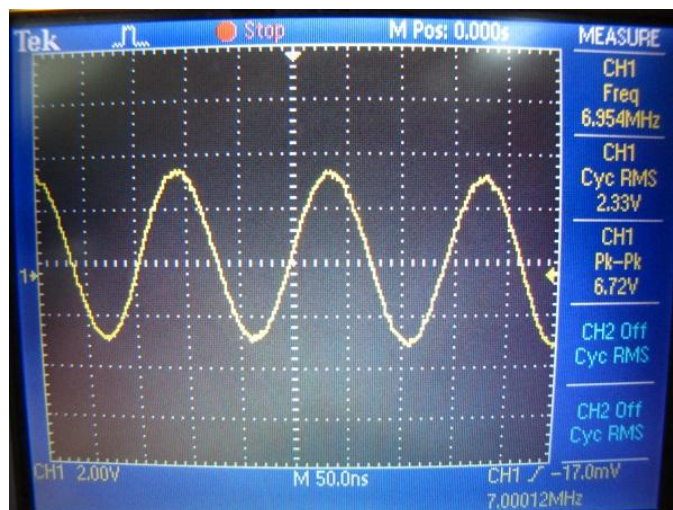
Obr. 4.21: Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída C – bez filtru



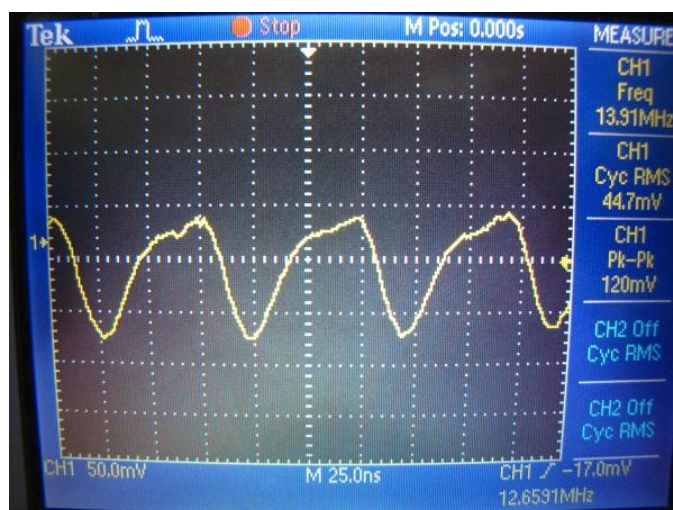
Obr. 4.22: Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída C – s filtrem



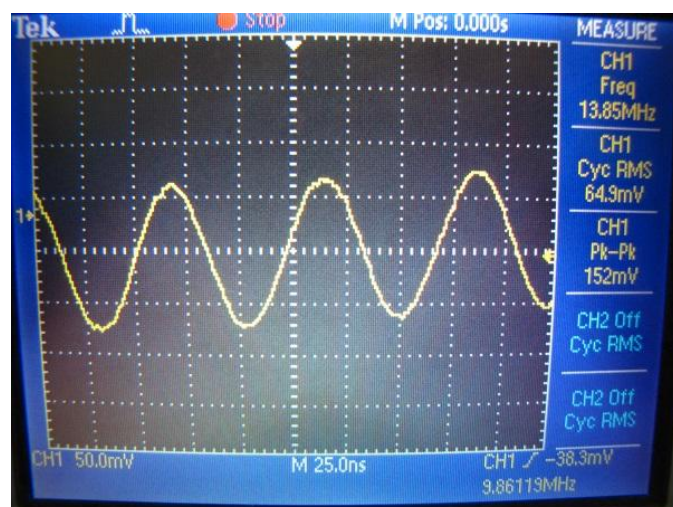
Obr. 4.23: Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída A – bez filtru



Obr. 4.24: Výstupní signál zesilovače 7 MHz – třída A – s filtrem

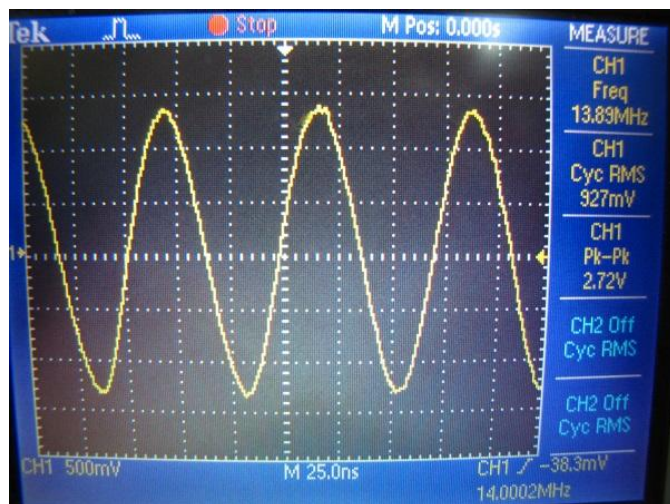


Obr. 4.25: Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída C – bez filtru

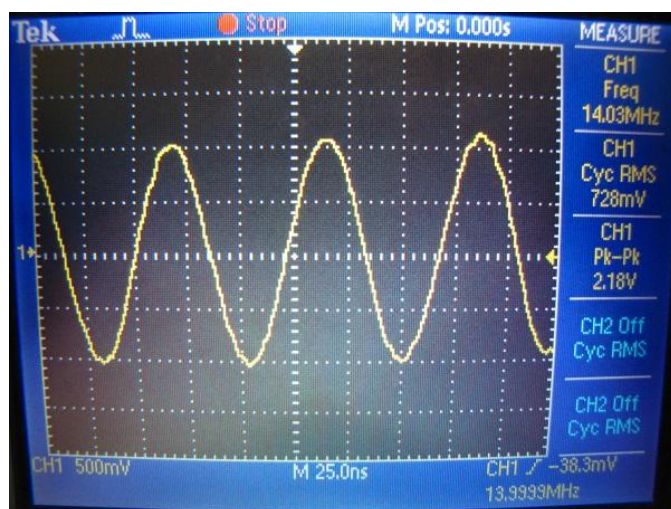


Obr. 4.26: Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída C – s filtrem





Obr. 4.27: Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída A – bez filtru



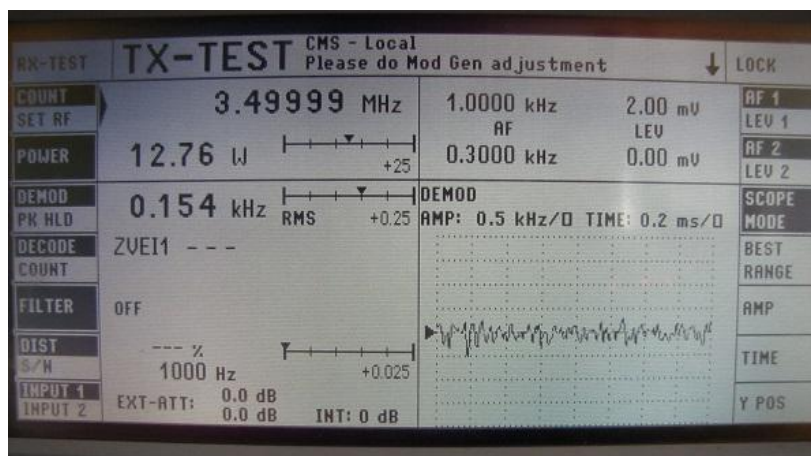
Obr. 4.28: Výstupní signál zesilovače 14 MHz – třída A – s filtrem

Z naměřených průběhů signálů zesilovače (viz obr. 4.17 – obr. 4.28) vyplývá, že hlavní zesilovač pracuje, jak má. Z naměřených průběhů byly vypočteny následující hodnoty výstupních výkonů (pro pracovní třídu A):

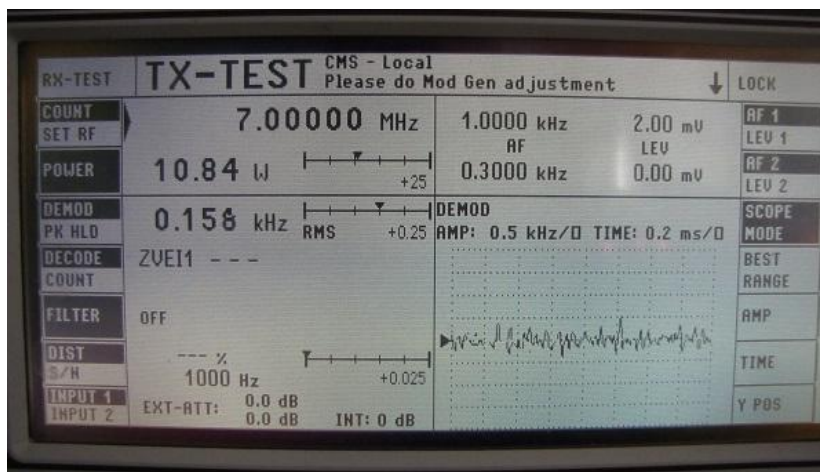
$f = 3,5 \text{ MHz}$ :	$G_{3,5 \text{ MHz}} = 15,2 \text{ dB}$	$P_{\text{OUT}} = 14,54 \text{ W}$ ,
$f = 7 \text{ MHz}$ :	$G_{7 \text{ MHz}} = 15,9 \text{ dB}$	$P_{\text{OUT}} = 10,86 \text{ W}$ ,
$f = 14 \text{ MHz}$ :	$G_{14 \text{ MHz}} = 14 \text{ dB}$	$P_{\text{OUT}} = 4,3 \text{ W}$ .

Správnost vypočítaných hodnot výkonů byla ověřena pomocí radiokomunikačního servisního monitoru (viz obr. 4.29 – obr. 4.31). Předpokládaná hodnota zesílení dle simulací v OrCad Capture byla  $15 \text{ dB}$ . Jak je vidět, tak této hodnoty bylo dosaženo a hlavní zesilovač má poměrně vyrovnaný zisk na všech provozovaných frekvencích. Rozdíly ve výstupním výkonu jsou způsobeny nedostatečným vybuzením od

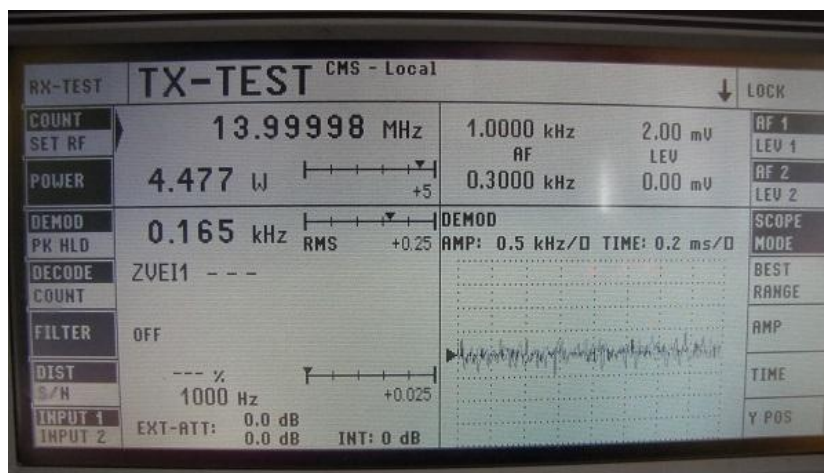
předzesilovače a jeho ne zcela vyrovnaným ziskem na všech frekvencích.



Obr. 4.29: Měření výstupního výkonu – 3,5 MHz

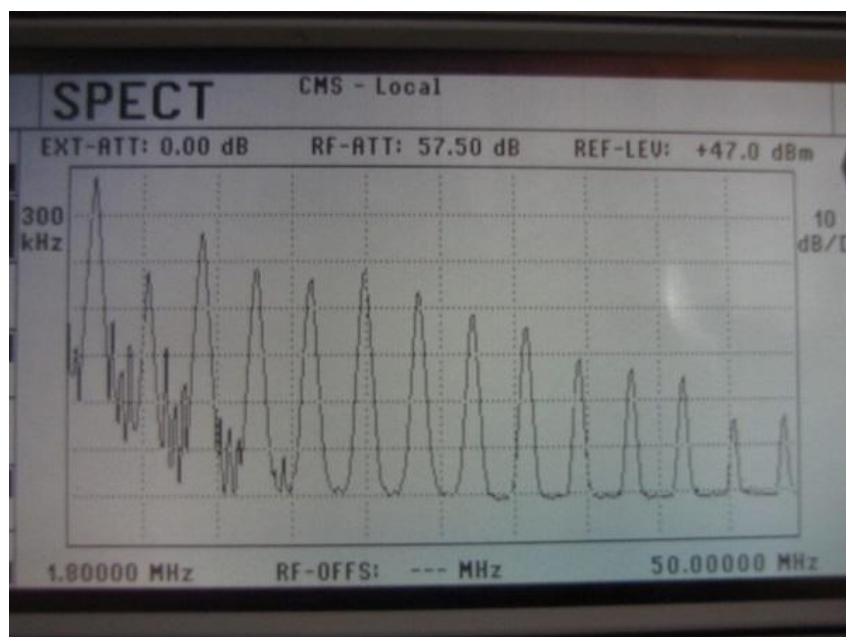


Obr. 4.30: : Měření výstupního výkonu – 7 MHz

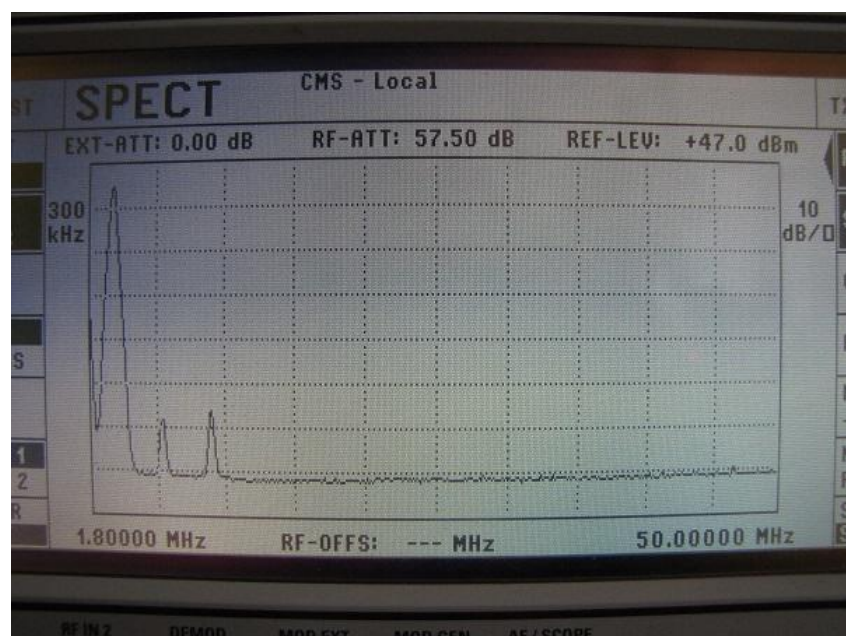


Obr. 4.31: Měření výstupního výkonu – 14 MHz

Dále byl ověřen vliv zařazení filtru na spektrum výstupního signálu (viz obr. 4.32 – obr. 4.37).

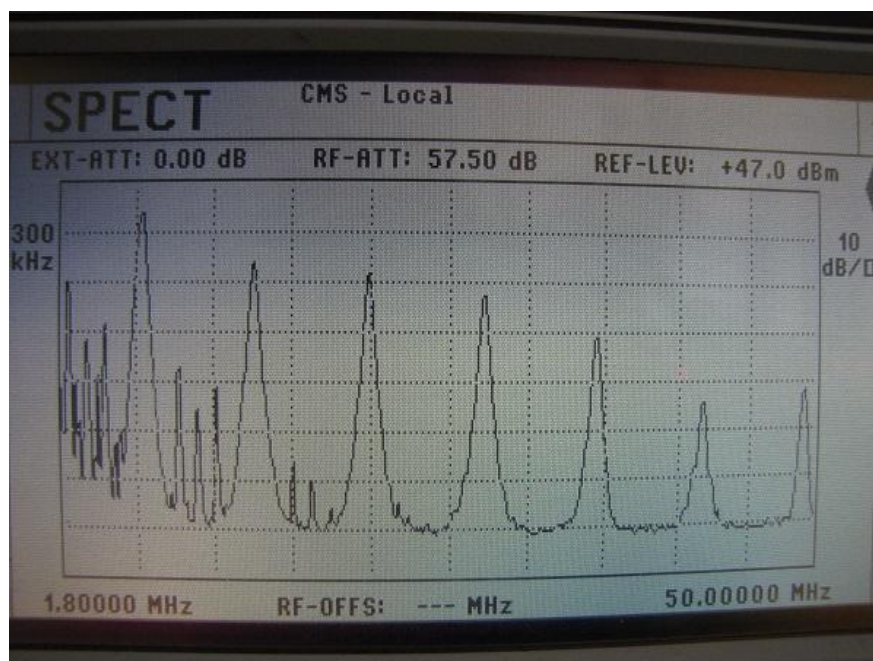


Obr. 4.32: Spektrum signálu – 3,5 MHz – bez filtru

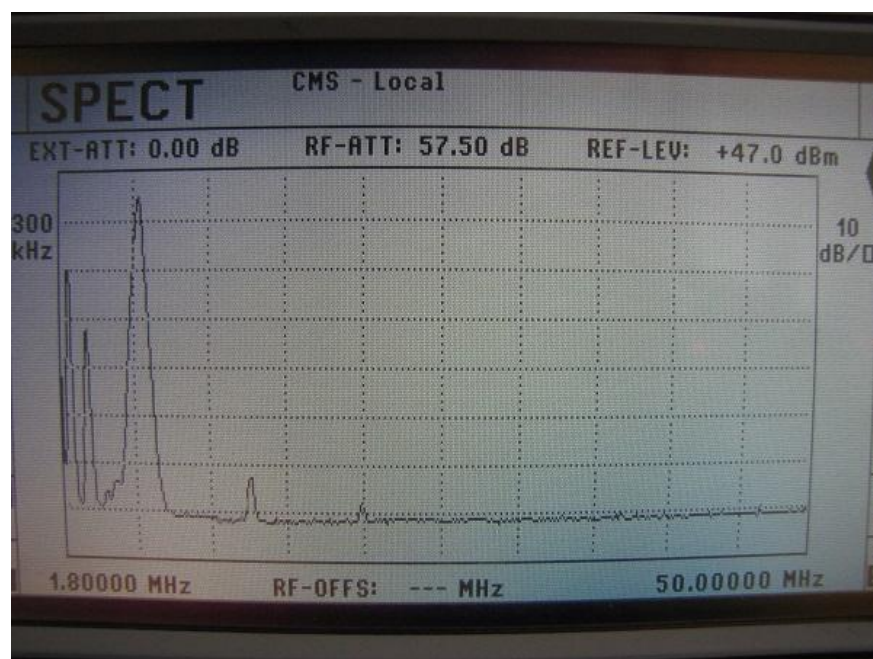


Obr. 4.33: Spektrum signálu – 3,5 MHz – s filtrem

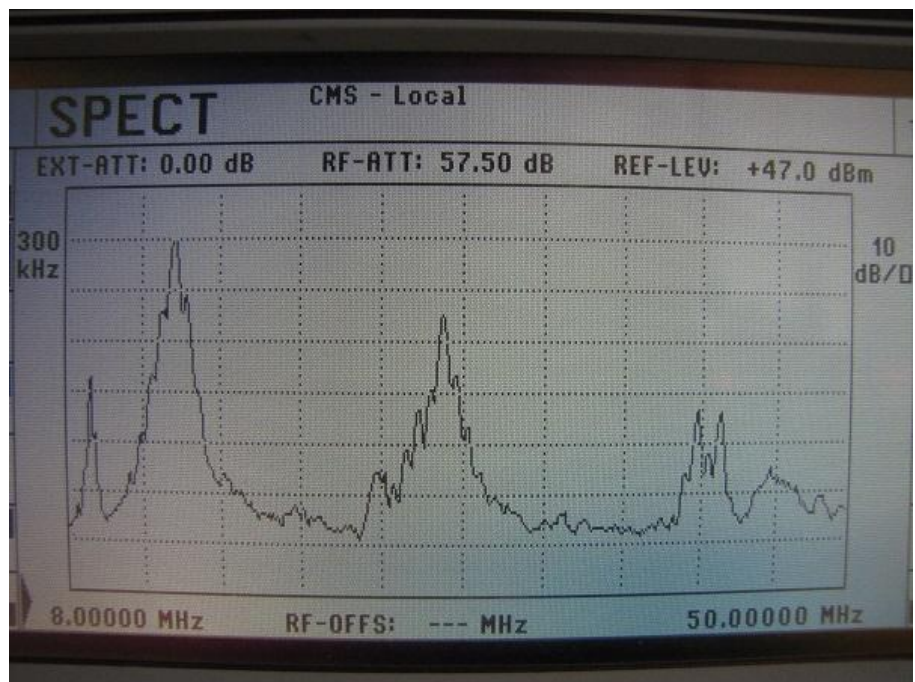




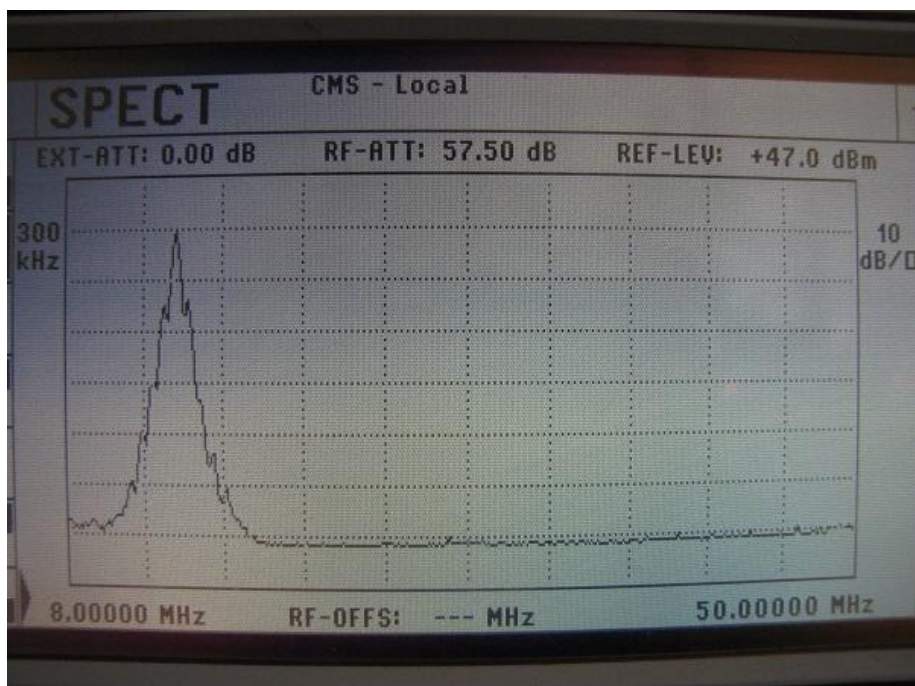
Obr. 4.34: Spektrum signálu – 7 MHz – bez filtru



Obr. 4.35: Spektrum signálu – 7 MHz – s filtrem



Obr. 4.36: Spektrum signálu – 14 MHz – bez filtru

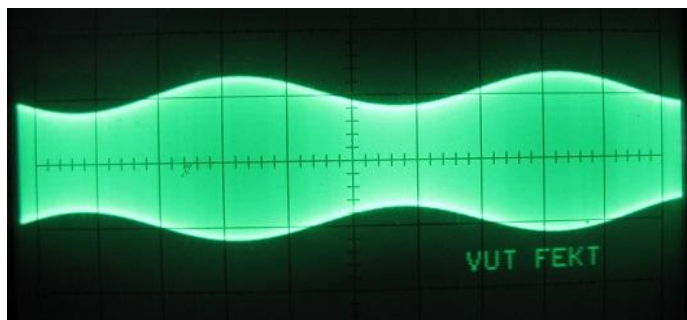


Obr. 4.37: Spektrum signálu – 14 MHz – s filtrem

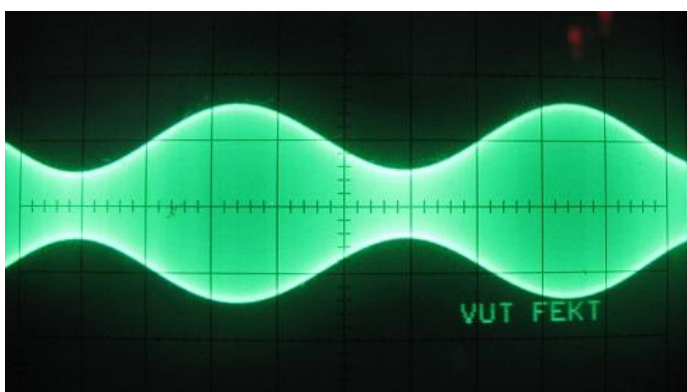
Jak je vidět, tak realizované filtry jsou plně dostačující a u všech frekvencí jsou postranní složky potlačeny mnohem více než o požadovaných 40 dB.

#### 4.6.4 Modulátor

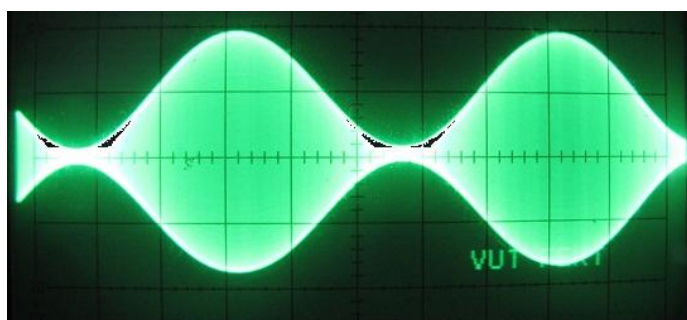
S realizovaným modulátorem (modulační zesilovač + modulační transformátor) je realizovaný přípravek funkční. Hloubku modulace je možné plynule měnit pomocí připojeného nízkofrekvenčního generátoru od 0 % do cca 90 %. Vzhledem k podobnosti průběhů jsou uvedeny průběhy pro nosnou frekvenci 3,5 MHz (viz obr. 4.38 – obr. 4.40).



Obr. 4.38: Amplitudová modulace  $m = 25 \%$



Obr. 4.39: Amplitudová modulace  $m = 50 \%$



Obr. 4.40: Amplitudová modulace  $m = 90 \%$



## 5 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout výkonový zesilovač pro pásmo krátkých vln s možností změny pracovní třídy a zavedením amplitudové modulace. V první části práce byla provedena diskuze zadání a ujasněny cíle práce.

V následující části byla podrobně prostudována teorie potřebná k návrhu a realizaci samotného zesilovače. Na základě těchto poznatků bylo rozhodnuto realizovat laboratorní přípravek jako sestavu jednotlivých modulů. Přípravek se tak skládá z předzesilovače, výkonového zesilovače, modulátoru, výstupních filtrů a napájecích obvodů.

V třetí části byl proveden praktický návrh jednotlivých částí. Je zde názorně popsán výběr tranzistorů a výpočty jejich parametrů, dále návrh vstupních a výstupních obvodů, včetně výstupních filtrů. Je zde řešena otázka napájení zesilovače a nastavení předpětí. Všechny zde navržené obvody pak byly ověřeny a doladěny na základě simulací v prostředí OrCad Pspice.

Ve čtvrté části je pak zdokumentována realizace modulů navržených v předchozí kapitole a samotné ověření jejich funkce.

Celkově je realizované zařízení funkční. Navržený předzesilovač má zisk okolo  $50\text{ dB}$ , což koresponduje s teoreticky předpokládaným ziskem  $49\text{ dB}$  a umožňuje budít zesilovač i málo výkonným vysokofrekvenčním generátorem. Problémem je, že zisk není uniformní přes všechny frekvence, ale liší se cca o  $\pm 2\text{ dB}$ .

Hlavní zesilovač se chová nad očekávání dobře. Jeho zisk je  $15\text{ dB}$ , což odpovídá simulacím, a je téměř totožný pro všechny frekvence. Výstupní výkon dosahuje pouze  $14,5\text{ W}$  a s rostoucí frekvencí klesá. To je způsobeno nedostatečným vybuzením od předzesilovače, který při vyšším vybuzení již začne limitovat. Klesající výstupní výkon s frekvencí je způsoben neuniformitou zisku předzesilovače v závislosti na frekvenci. Problémem je možno odstranit doplněním ještě jednoho zesilovacího stupně do předzesilovače. Modulátor je funkční a umožňuje plynule měnit hloubku modulace od  $0\%$  až do cca  $90\%$ .

Realizované výstupní filtry se chovají přesně dle simulací a potlačení veškerých vyšších harmonických produktů je lepší než  $40\text{ dB}$ .

# LITERATURA

- [1] KESL, J. *Elektronika 1 – analogová technika*. Praha: BEN-Technická literatura, 2004. ISBN 80-7300-143-8.
- [2] HANUS, S., SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky*. Vyd. 2. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2004. 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [3] DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody*. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2004. 139 s.
- [4] AUTOR NEUVEDEN. *Vyhláška číslo 156/2005 Sb.* [cit. 2015-15-3]. Dostupné z <https://www.ctu.cz/predpisy-a-opatreni/pravni-predpisy-cr/vyhlasaky.html>
- [5] VÁGNER, P. *Vysokofrekvenční technika*. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2013. 153 s.
- [6] DYE, N., GRANBERG, H., *Radiofrequencytransistors: Principles and partial applications*. Vyd. 2. V USA: Newnes, Butterworth-Heinemann. 2001. 293 s. ISBN 0-7506-7281-1.
- [7] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. *Napájení elektronických zařízení*. Vysoké učení technické, Brno 2000. 129 s. ISBN 80-214-1737-4.
- [8] DOSTÁL, T., AXMAN, V. *Elektrické filtry*. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2013. 143 s.
- [9] KANTOR, J. *Návrh a realizace antialiasing filtru*. V Plzni: ZČU Plzeň, Fakulta elektrotechnická, 2012.
- [10] AUTOR NEUVEDEN. *Amlitudová modulace* [cit. 2014-15-11]. Dostupné z <http://www.ackoo.estranky.cz/clanky/modulace.html>
- [11] AUTOR NEUVEDEN. *Frekvenční modulace* [cit. 2014-15-11]. Dostupné z <http://www.ackoo.estranky.cz/clanky/frekvencni-modulace.html>
- [12] AUTOR NEUVEDEN. *Fázová modulace* [cit. 2014-15-11]. Dostupné z [http://www.ackoo.estranky.cz/clanky/fazova-modulace\\_-rozdil-mezifarovou-a-frekvencni-modulaci.html](http://www.ackoo.estranky.cz/clanky/fazova-modulace_-rozdil-mezifarovou-a-frekvencni-modulaci.html)
- [13] BUTLER, L., *An rfpowerlinearusing IRF mosfets*. [cit. 2014-20-11]. Dostupné z <http://users.tpg.com.au/users/ldbutler/MosfetLinear.htm>
- [14] KTC 2078. *Datasheet KTC 2078*, Korea Electronics. [cit. 2015-20-7]. Dostupné z URL: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/kec/KTC2078.pdf>.
- [15] IRF520. *Datasheet IRF520*, USA. 2002. [cit. 2014-20-11]. Dostupné z URL: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXqswq.pdf>.
- [16] AUTOR NEUVEDEN. *Výpočet chlazení elektronických součástí s řešenými příklady* [cit. 2014-25-11]. Dostupné z <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [17] AUTOR NEUVEDEN. *Mění se indukčnost na feritových jádrech s kmitočtem?* [cit. 2015-25-3]. Dostupné z <http://www.ok1cjb.cz/pdf/Ferity01.pdf>

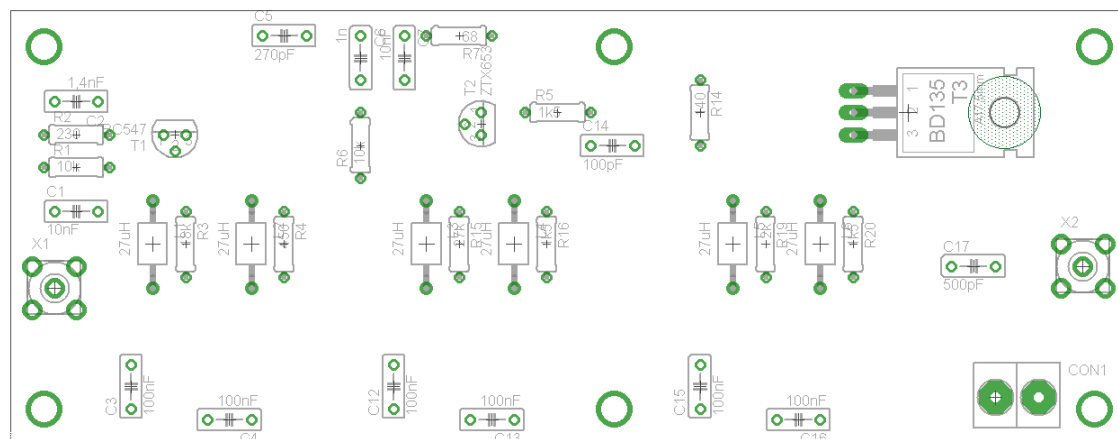
- [18] TDA 2005. *Datasheet TDA 2005*, USA. 1998. Dostupné z URL: <http://www.kitsrus.com/pdf/tda2005.pdf>.
- [19] VLACH, J. *Lampárna aneb co to zkusit s elektronkami?*. Praha: BEN-Technická literatura, 2004. ISBN 80-7300-091-1.

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

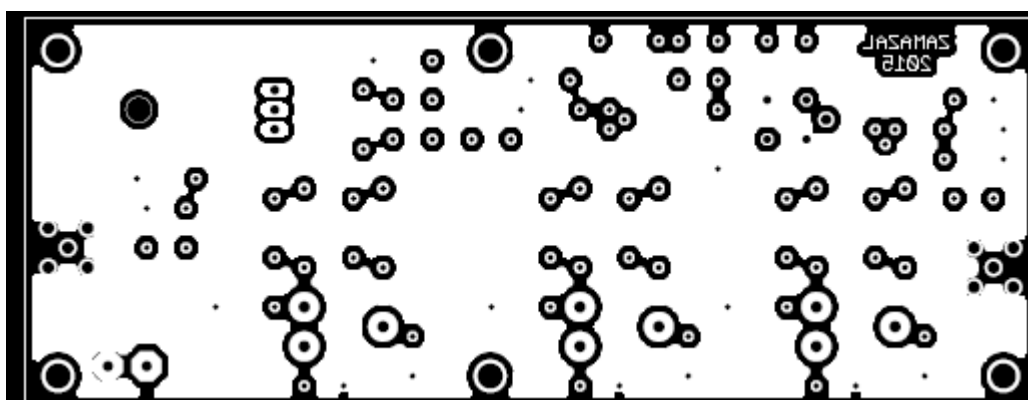
$A$	Napětové zesílení
$AM$	Amplitudová modulace
$B$	Šířka pásma
$f$	Frekvence
$f_s$	Střední frekvence
$FM$	Frekvenční modulace
$\theta$	Poloviční úhel otevření aktivního prvku
$I_{DS}$	Proud drain - source
$P$	Pracovní bod aktivního prvku
$PM$	Fázová modulace
$RFC$	Vysokofrekvenční tlumivka
$R_g$	Celkový tepelný odpor
$R_{gcs}$	Tepelný odpor pouzdro - chladič
$R_{gjc}$	Tepelný odpor čip - pouzdro
$R_{gsa}$	Tepelný odpor chladič - okolí
$\vartheta_a$	Teplota okolí
$\vartheta_c$	Teplota pouzdra
$\vartheta_j$	Teplota pouzdra
$\vartheta_m$	Teplota tělesa
$\vartheta_s$	Teplota chladiče
$\nu f$	Vysokofrekvenční

## 6 PŘÍLOHY

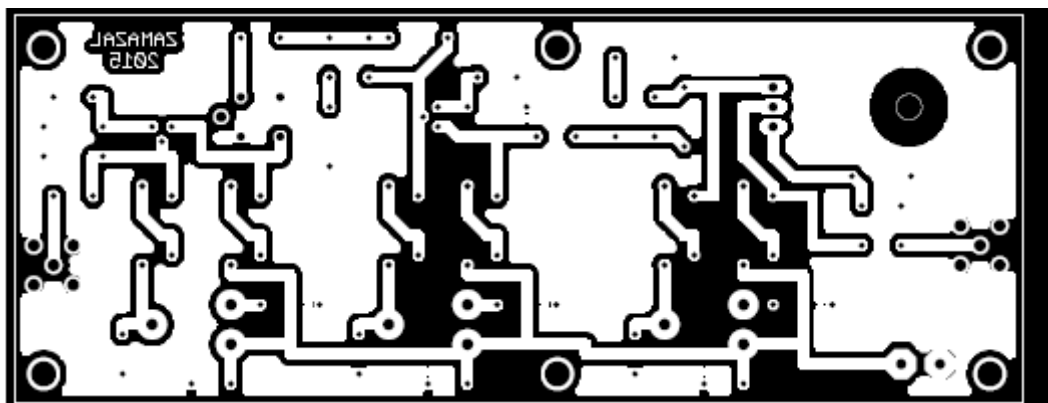
### A.1 Osazovací plán předzesilovače



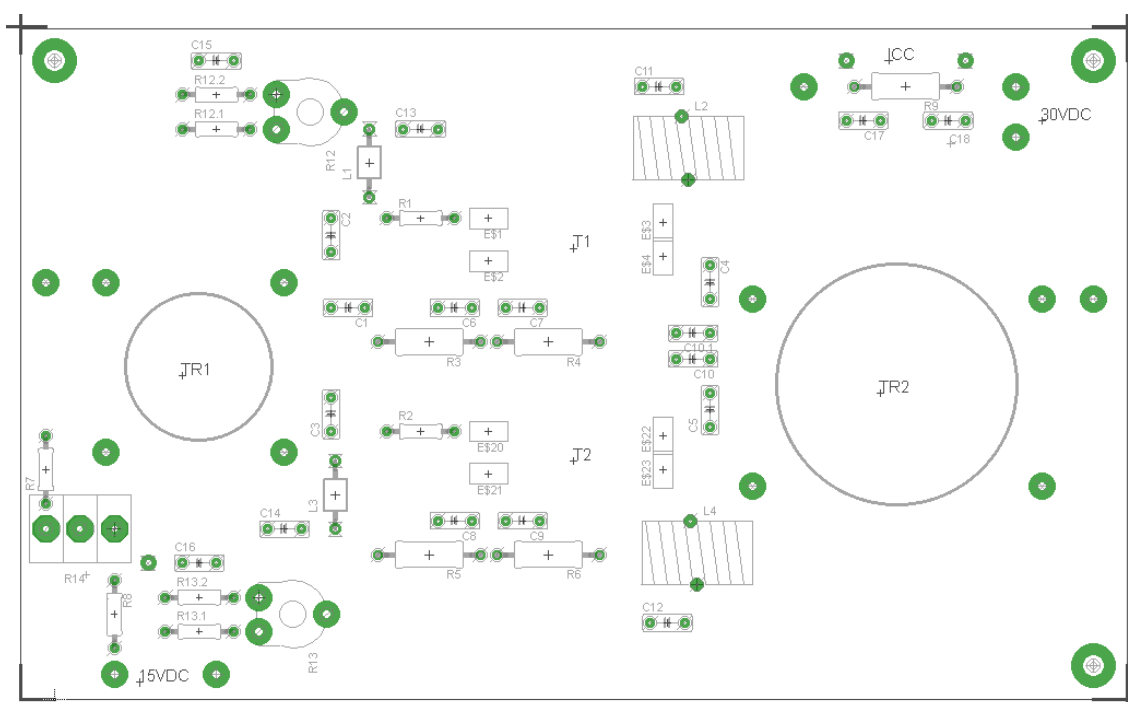
### A.2 Deska plošného spoje předzesilovače – top (strana součástek)



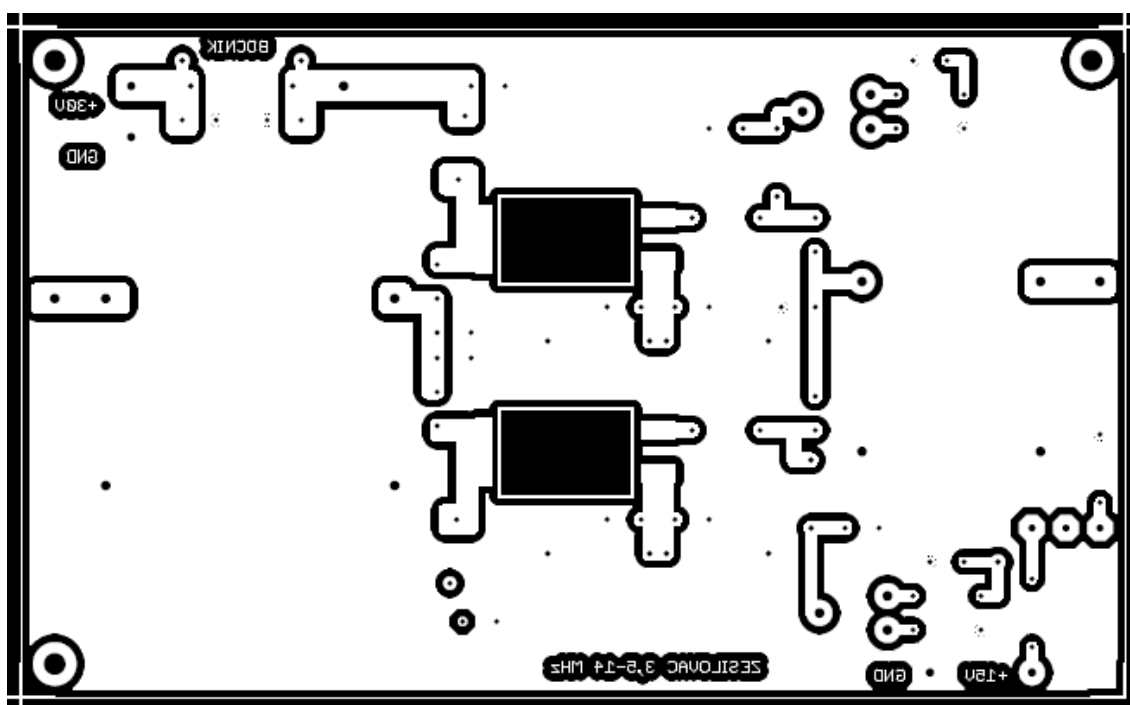
### A.3 Deska plošného spoje předzesilovače – bottom (strana spojů)



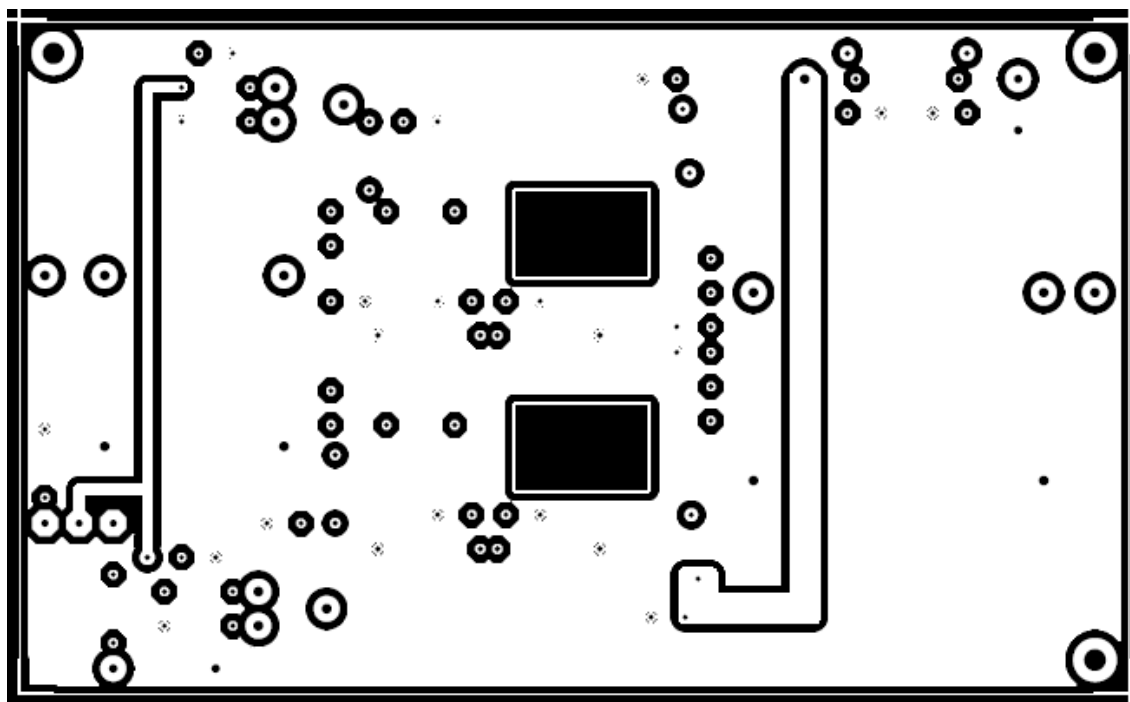
### A.4 Osazovací plán zesilovače



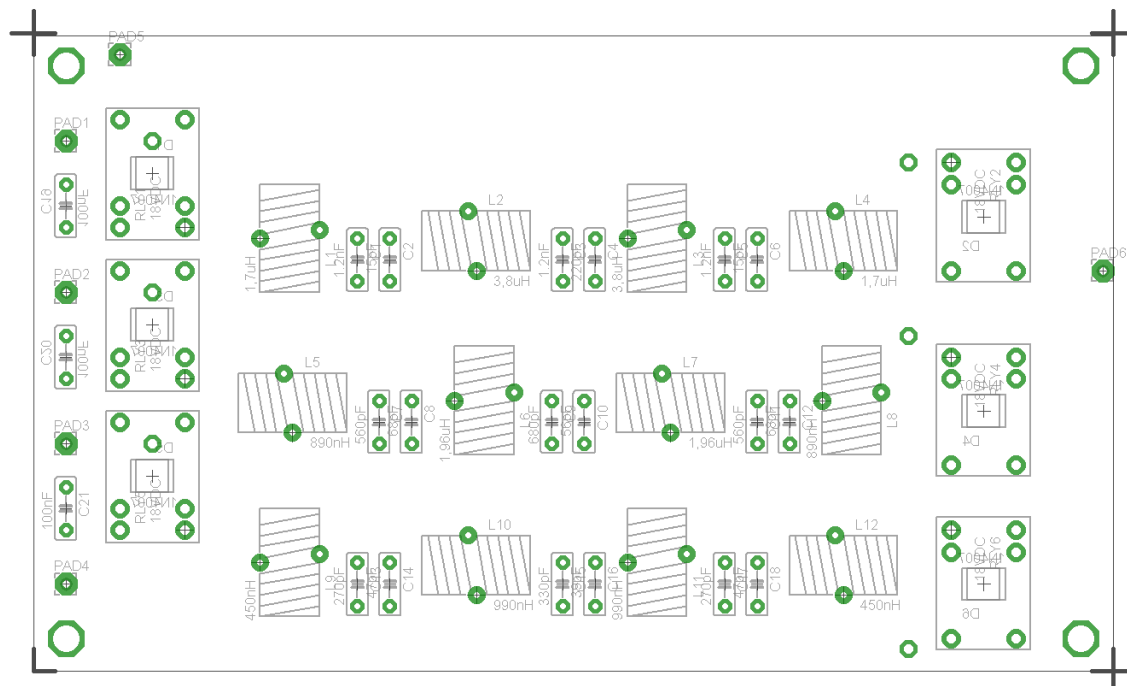
### A.5 Deska plošného spoje zesilovače – top (strana součástek)



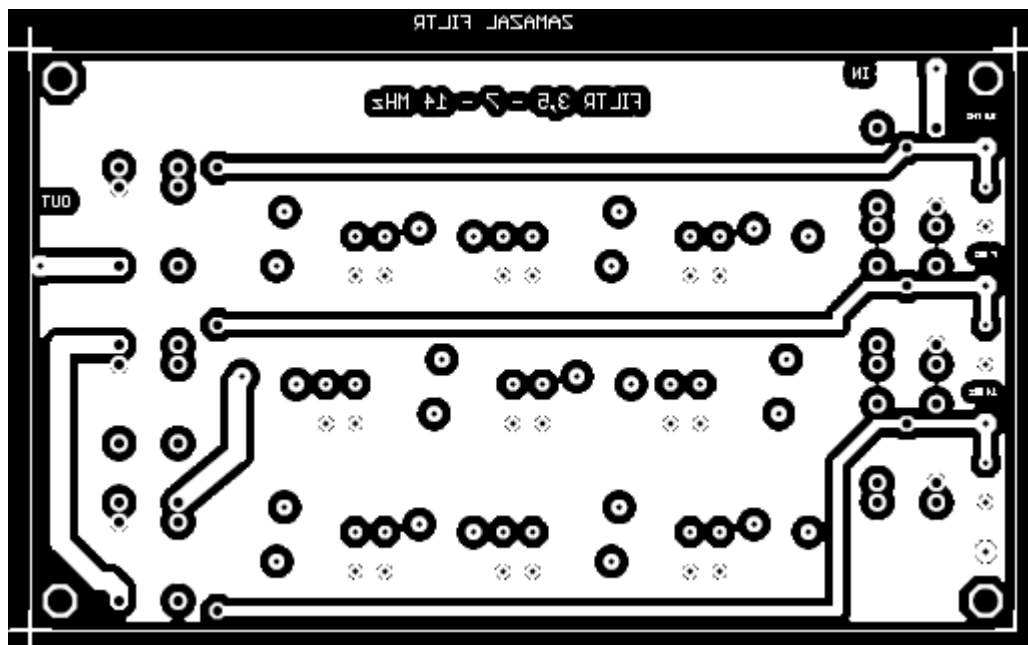
### A.6 Deska plošného spoje zesilovače – bottom (strana spojů)



## A.7 Osazovací plán filtrů

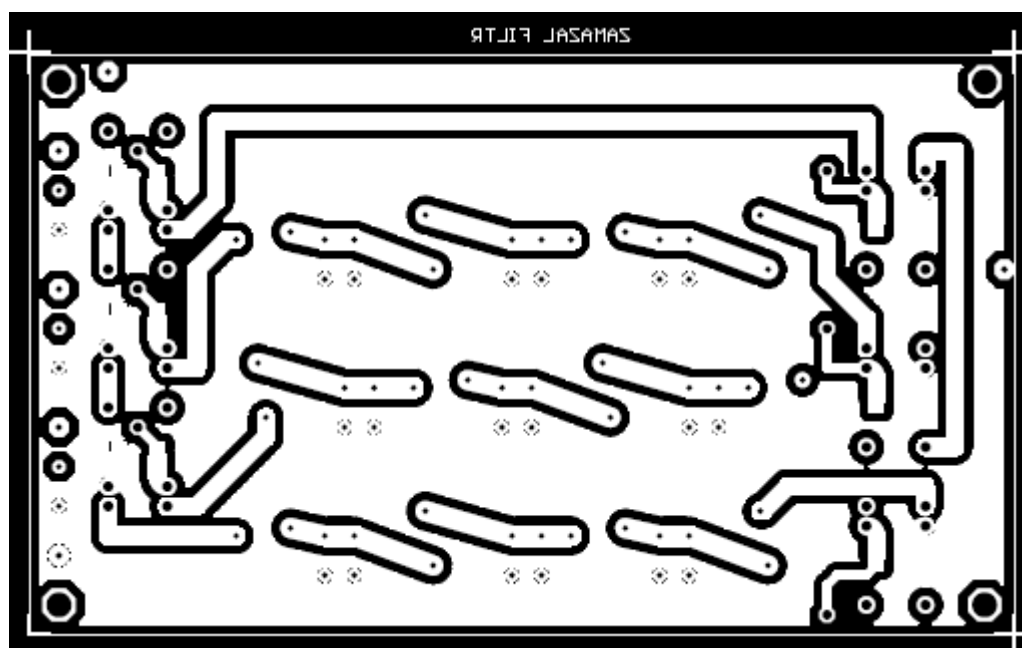


## A.8 Deska plošného spoje filtrů – top (strana součástek)

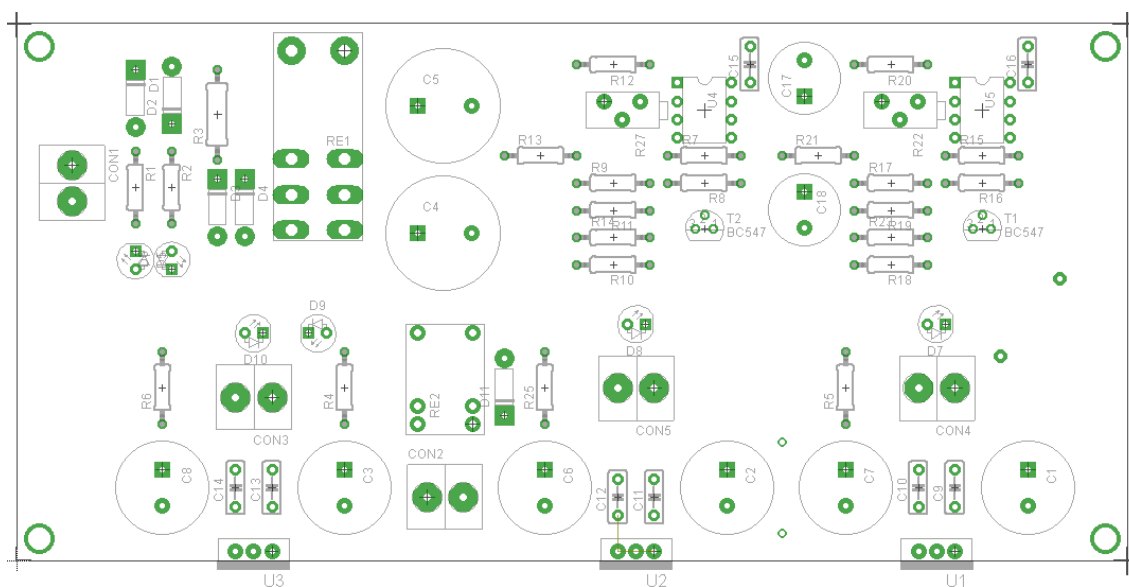




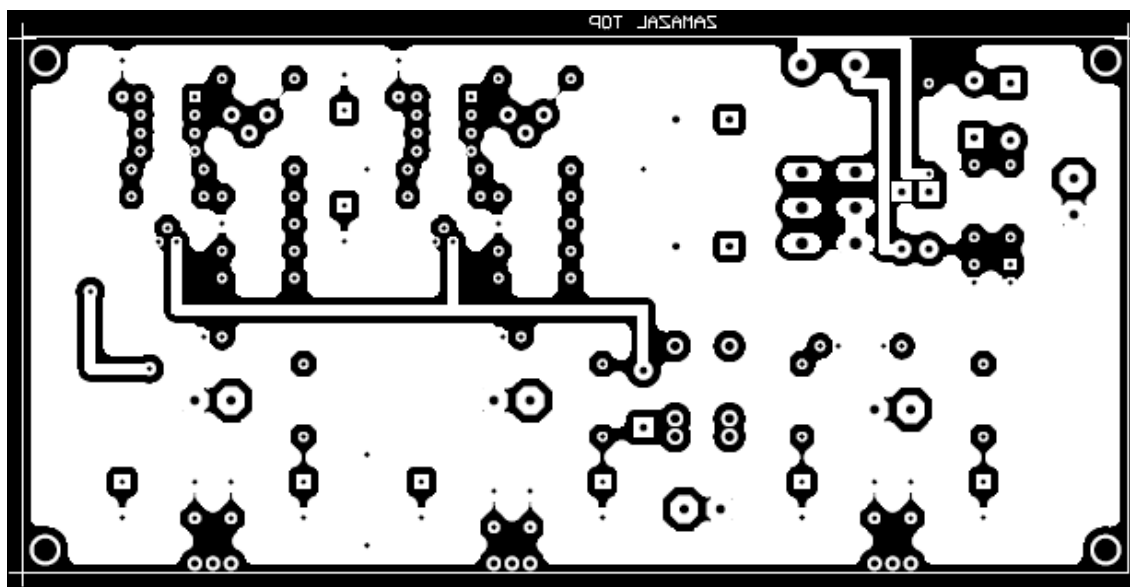
## A.9 Deska plošného spoje filtrů – bottom (strana spojů)



## A.10 Osazovací plán napájecích obvodů



**A.11 Deska plošného napájecích obvodů – top (strana součástek)**



**A.12 Deska plošného spoje napájecích obvodů – bottom (strana spojů)**

